

Экспериментальное исследование оптимальной взаимозависимости энерго-временных затрат на опорожнение сухого дока

П. Е. Христо

Оцінений вплив дискретних властивостей мікропроцесорної системи управління на основі Arduino Due на точність фізичної моделі докової насосної станції шляхом моделювання в MATLAB. При цьому враховувалися такі чинники, як період комутації ШПП, крок квантування по рівню і за часом АЦП і ЦАП мікропроцесора, час виконання програмного циклу, шум молодших розрядів АЦП, шум і інерційність датчика струму, а також відхилення параметрів ємнісних фільтрів, включених в канали зворотного зв'язку по напрузі, від номінальних значень, навантаження перетворювача і перепад напруги на клеммах акумуляторної батареї.

За результатами розрахунків стало ясно, що цим впливом можна знехтувати і дані, зібрані за допомогою фізичної моделі докової насосної станції, є достовірними. Шляхом фізичного моделювання отримана експериментальна залежність між витратами енергії-часу на спорожнення камери сухого дока, яка підтверджує можливість значної економії енергії, коли процес оптимізується за відповідним критерієм. Це стало можливо завдяки багатократному чисельному рішенню крайової задачі безпосередньо на фізичній моделі. Знята характеристика свідчить про те, що при малих значеннях тривалості процесу спорожнення камери економія енергії, яка досягається за рахунок оптимального управління електроприводом насоса, відносно невелика в порівнянні з варіантом нерегульованого електроприводу. Проте при затягуванні процесу вона може досягати значень на рівні 13 %. Також звертає на себе увагу той факт, що починаючи з деякого значення часу спорожнення камери сухого дока, енергія вже практично не міняється, що робить раціональним введення неробочої паузи в закон оптимального управління об'єктом.

Таким чином, підтверджена можливість і доцільність оптимізації процесу спорожнення камер сухих (наповнення – наливних) доків за критерієм енергоспоживання дослідним шляхом

Ключові слова: Arduino Due, U4814, наливний, сухий док, насос, електропривод, оптимальне управління

1. Введение

В настоящее время на судостроительных и судоремонтных предприятиях, которые имеют в своем составе сухие или наливные док-камеры, достаточно актуальной проблемой является обеспечение оптимальной работы главных насосов доковой насосной станции. Ключевой особенностью рабочих режимов насосных станций, обслуживающих сухие доки, является непрерывное и значительное изменение уровня жидкости в процессе опорожнения камеры, что и по-

служило отправной точкой для постановки оптимизационной задачи [1]. Как показывают расчеты, посредством перехода от нерегулируемого электропривода главных насосов к регулируемому электроприводу можно получить ощутимую экономию энергии, потребляемой насосной станцией. Сокращение энергопотребления приобретает особенное значение в условиях эксплуатации крупных судоремонтных доков, на которых удаление существенных объемов воды в прилегающую акваторию может производиться достаточно часто [2, 3].

Но прежде, чем использовать закон оптимального управления на практике, следует удостовериться в справедливости теоретических выводов экспериментальным путем. Вследствие того, что проведение испытаний непосредственно на доковой насосной станции встречает серьезные технические трудности, становится целесообразной замена реального объекта управления подобной физической моделью, но намного меньших размеров. С целью подтверждения возможности и целесообразности оптимизации процесса опорожнения камер сухих (наполнения – наливных) доков по критерию энергопотребления опытным путем была собрана такая физическая модель на базе электронной платформы Arduino Due и электронасоса типа U4814. В [4] описана конструкция, принцип работы модели и произведен анализ предварительных результатов экспериментального исследования рабочих режимов доковой насосной станции. Тем не менее, материалы данной работы свидетельствуют о том, что проблема достоверности и полноты собранных опытных данных пока осталась в значительной степени неразрешенной.

2. Анализ литературных данных и постановка проблемы

Несмотря на большое количество информации, связанной с физической моделью насосной станции сухого дока, имеются вопросы, которые не были освещены в [4], но являются важными с точки зрения достоверности собранных экспериментальных данных. В этой связи возникает необходимость в оценке влияния ряда факторов на точность физической модели. Перечислим эти факторы:

- 1) период коммутации широтно-импульсного преобразователя;
- 2) постоянная времени входного фильтра широтно-импульсного преобразователя;
- 3) дискретность по времени и по уровню АЦП и ЦАП микропроцессора модуля управления физической модели;
- 4) шум младших разрядов АЦП и напряжения на выходе датчика тока;
- 5) инерционность датчика тока;
- 6) время исполнения программного цикла;
- 7) отклонение параметров емкостных фильтров, включенных в каналы обратной связи по напряжению, от номинальных значений;
- 8) нагрузка широтно-импульсного преобразователя;
- 9) перепад напряжения аккумуляторной батареи, возникающий при подключении нагрузки и во время ее разряда.

Часть из перечисленных факторов может вызывать искажение реальной формы напряжения питания электронасоса по сравнению с заданной формой. Кроме того, результатом совместного действия всех указанных факторов может

явиться погрешность при подсчете значения потребляемой энергии. Вследствие того, что подсчет энергии на модели производится по приближенной формуле, требует анализа дополнительная погрешность, которая возникает также по этой причине.

Нужно учитывать, что в основу систем автоматического управления электроприводом постоянного тока, подробно описанных в литературе, зачастую положен принцип подчиненного регулирования, который позволяет контролировать основные координаты электропривода – ток, скорость и угол поворота. Вследствие этого замкнутый электропривод, как правило, имеет обратные связи именно по этим координатам, а не по напряжению питания двигателя. Такое утверждение в равной степени справедливо, как по отношению к электроприводам с коллекторным (DC motor drives), так и бесколлекторным (BL DC Motor drives) двигателем постоянного тока, в чем можно убедиться, например, обратившись к статьям [5, 6]. Точное регулирование напряжения питания электродвигателя в динамике, как того требует специфика физической модели насосной станции сухого дока, за счет охвата широтно-импульсного преобразователя отрицательной обратной связью в таких системах не требуется. Поэтому вопросы синтеза контура регулирования напряжения в указанной литературе практически не рассмотрены. С другой стороны имеется большое количество научных работ, посвящённых понижающим (Buck DC-DC Converters) и повышающим (Boost DC-DC Converters) преобразователям постоянного тока с обратной связью по напряжению на выходе, например [7, 8]. Однако в подавляющем большинстве случаев такие системы не обходятся без LC-фильтров, сглаживающих пульсации напряжения и тока нагрузки. Наличие фильтров делает эти системы на порядок сложнее с точки зрения синтеза, а соответствующие задачи расчета параметров регуляторов часто допускают лишь численное решение. Параметры фильтра обычно рассчитываются, исходя из желаемого режима работы нагрузки, поэтому их коррекция с целью повышения показателей качества замкнутой системы может противоречить основным требованиям. В случае широтно-импульсного преобразователя, питающего двигатель электронасоса физической модели, такое ограничение отсутствует – емкостной фильтр здесь нужен именно для повышения показателей качества замкнутой системы. В преобразователях постоянного тока выходной координатой системы является напряжение на выходе фильтра, тогда как в рассматриваемой системе выходная координата – это по существу входное напряжение фильтра, установленного в канале обратной связи. Кроме того двигатель постоянного тока, а значит и индуктивность обмотки якоря, тоже не входят в прямой тракт системы в отличие от преобразователей постоянного тока, в которых весь LC-фильтр следует относить к прямому тракту. Нужно также добавить, что расчет системы автоматического управления, проведенный в [4], не учитывает постоянную времени входного фильтра преобразователя, которая в действительности оказывает заметное влияние на качество переходных процессов. Кроме этого в данной работе недостаточно обоснован выбор типа регулятора напряжения и расчет постоянных времени фильтров, включенных в каналы обратной связи по напряжению, не учитывается влияние нагрузки преобразователя и дискретные свойства системы.

Высказанные соображения свидетельствуют о том, что обобщить опубликованные результаты синтеза замкнутых систем для преобразователей постоянного тока на случай рассматриваемой физической модели трудно. Желательно провести синтез следящей системы регулирования напряжения питания двигателя электронасоса модели в частном порядке, принимая во внимание все вышеперечисленные факторы.

Также следует отметить, что основным результатом экспериментального исследования, описанного в [4], является сравнение энергопотребления электронасоса в случае работы с оптимальным неизменным значением напряжения питания и в случае, когда оно меняется по оптимальному кусочно-линейному закону, а время опорожнения камеры оказывается таким же. Однако для рационального использования энергетических и временных ресурсов, в зависимости от конкретной ситуации, требуется знать, какой выигрыш благодаря оптимальному управлению может быть получен при различных значениях времени опорожнения камеры дока.

3. Цель и задачи исследования

Целью исследования является получение с достаточной степенью точности экспериментальной характеристики, выражающей оптимальную зависимость затрат энергии-времени на опорожнение камеры физической модели сухого дока с последующим анализом этой характеристики.

Для достижения цели исследования необходимо решить такие задачи:

- определить тип и произвести расчет параметров регулятора напряжения, а также фильтров, включенных в каналах обратной связи по напряжению, с которыми обеспечивается желаемое качество переходных процессов в дискретной следящей системе регулирования напряжения на выходе широтно-импульсного преобразователя физической модели доковой насосной станции;

- построить математическую модель микропроцессорной системы управления физической модели доковой насосной станции с учетом ее дискретных свойств, шума АЦП и выходного напряжения датчика тока, инерционности датчика тока и входного фильтра преобразователя, возможного отклонения параметров емкостных фильтров, включенных в каналы обратной связи по напряжению, от номинальных значений, с учетом нагрузки преобразователя и перепада напряжения аккумуляторной батареи;

- с помощью математической модели оценить расхождение между желаемой формой напряжения питания электронасоса и формой напряжения, получаемой при воздействии рассматриваемых факторов – с одной стороны, и погрешность, возникающую вследствие приближенного подсчета значения потребляемой энергии – с другой, а затем сделать общий вывод относительно точности физической модели насосной станции сухого дока;

- выполнить эксперимент по определению оптимального энергопотребления электронасоса при различной длительности переходного процесса, построить и проанализировать график этой зависимости.

4. Материалы и методы исследования

4. 1. Следящая система управления напряжением, ее элементы и их характеристики

Для построения функциональной, структурной схемы и математической модели микропроцессорной системы управления физической модели доковой насосной станции обратимся к принципиальной схеме на рис. 1. Она представляет собой доработанный вариант схемы, описанной в [4]. Поэтому, не останавливаясь подробно на всех элементах схемы, объясним отличия от первоначального варианта. Изначально питание датчика тока на эффекте Холла ACS712х30А производилось от стабилизатора напряжения широтно-импульсного преобразователя Volta K24/250DC, который в штатном режиме служит для питания датчика Холла SS49Е ручки акселератора электровелосипеда [9, 10]. При этом использовался дополнительный аналоговый вход платы Arduino Due, чтобы точно измерять напряжение питания датчика тока с целью программной компенсации его флуктуаций. Впоследствии было решено использовать для питания датчика ACS712х30А сверхнизкошумящий высокоточный источник опорного напряжения с номинальным напряжением 5 В типа ADR4550BRZ и с наибольшей начальной ошибкой 0,02 % [11]. Согласно техническому описанию, такой источник опорного напряжения должен питаться напряжением не менее 5,65 В для того, чтобы выходное напряжение поддерживалось с заявленной точностью при токе нагрузки порядка 10 мА. Максимальное значение напряжения питания, рекомендуемое производителем, составляет 15 В. Поэтому для питания источника опорного напряжения применяется повышающий DC-DC-преобразователь AM1S-0509SH30-NZ с гальванической развязкой напряжений на входе и выходе. Поскольку производитель информирует о том, что такой преобразователь способен стабильно работать при нагрузке не менее 10 % от номинального значения, то параллельно его выходу подключены резисторы R14 и R26 [12].

На основании принципиальной схемы, представленной на рис. 1, была составлена функциональная схема следящей дискретной системы автоматического управления напряжением на выходе широтно-импульсного преобразователя физической модели, которая показана на рис. 2 [13].

Рис. 1. Схема электрическая принципиальная модуля управления физической модели насосной станции сухого дока

Рис. 2. Функциональная схема дискретной следящей системы автоматического управления напряжением

На этой схеме обозначено: Voltage Reference – блок задания, Voltage Controller – регулятор напряжения, Digital to Analog Converter – цифро-аналоговый преобразователь контроллера Arduino Due, Precision Instrumentation amplifier – инструментальный операционный усилитель, PWM Voltage

Converter Input Filter – входной фильтр широтно-импульсного преобразователя, PWM Voltage Converter – широтно-импульсный преобразователь, Feedback Filter 1(2) – емкостной фильтр напряжения обратной связи между положительной (отрицательной) клеммой двигателя и землей, Analog to Digital Converter 1(2) – аналогово-цифровой преобразователь контроллера Arduino Due, на который поступают сигналы обратной связи, Feedback Voltage Calculator 1(2) – блоки пересчета целочисленных сигналов на выходе АЦП в сигналы напряжения обратной связи [13].

На вход следящей системы автоматического управления подается напряжение задания, которое описывается кусочно-линейной функцией времени. График этой функции в общем случае может состоять из трех отрезков прямых, угловые коэффициенты и начальные значения которых различны. Тем не менее, для настройки регулятора напряжения и предварительной оценки точности системы достаточно рассмотреть случай, когда задающее напряжение изменяется линейно с течением времени

$$u_r(t) = u_{ri}h(t) + a \int_0^t h(t)dt, \quad (1)$$

где u_{ri} – это начальное значение напряжения, a – угловой коэффициент, а $h(t)$ – функция Хэвисайда.

Изображение по Лапласу функции-оригинала $u_r(t)$ запишется так

$$u_r(p) = u_{ri} / p + a / p^2. \quad (2)$$

Полагая, что для получения желаемых показателей качества системы будет достаточно включить в прямой тракт системы пропорционально-интегральный регулятор напряжения, запишем его передаточную функцию в виде

$$H_c(p) = \frac{k_i}{p}(T_f p + 1), \quad (3)$$

где k_i – коэффициент усиления интегрирующего звена, а T_f – постоянная времени форсирующего звена.

Статическая зависимость между сигналом на входе и выходе ЦАП Arduino Due без учета квантования по уровню описывается линейной функцией

$$u_{dac} = 0,5 + k_{dac}u_c, \quad (4)$$

причем коэффициент усиления ЦАП равен

$$k_{dac} = (2,5 - 0,5) / 4095. \quad (5)$$

Зависимость между сигналом на входе и выходе усилителя напряжения, которое формирует ЦАП, прямо пропорциональная

$$u_a = k_a u_{dac}, \quad (6)$$

при этом коэффициент усиления равен, [14],

$$k_a = 1 + 49,4 / 91. \quad (7)$$

Передаточная функция фильтра на входе широтно-импульсного преобразователя

$$H_{vcf}(p) = 1 / (T_{vcf} p + 1), \quad (8)$$

где T_{vcf} – это постоянная времени фильтра.

Зависимость между скважностью напряжения на выходе ШИП и напряжением, которое формируется на выходе фильтра,

$$\gamma = 0,013 + (1 - 0,013)(u_{vcf} - 1,265) / (3,85 - 1,265). \quad (9)$$

Внешняя характеристика ШИП выражается формулой

$$U_{vc} = \gamma \{ U_b - (0,5r_s + r_{cs} + r_{add}) I_l - \Delta U_{vt} \} + (1 - \gamma) \{ -(r_{cs} + r_{add}) I_l - \Delta U_{vd} \}, \quad (10)$$

в которой U_b – напряжение на клеммах аккумуляторной батареи, r_s , r_{cs} , r_{add} – сопротивление шунта, датчика тока и добавочное сопротивление токопроводящих элементов ШИП, I_l – средний ток нагрузки, ΔU_v – падение напряжения на силовом ключе. Как видно из принципиальной схемы на рис. 1, в широтно-импульсном преобразователе Volta K24 / 250DC установлен полевой транзистор P75NF75 и спаренный шунтирующий диод STPS2045CT. Информация о падении напряжения ΔU_v в открытом состоянии для этих полупроводниковых приборов содержится в техническом описании [15, 16].

Если напряжение батареи, ток нагрузки и падение напряжения на силовом ключе будут претерпевать относительно медленное изменение во времени, то формула (10) с достаточной степенью точности будет описывать переходные процессы в ШИП. При этом входящие в нее переменные получают смысл мгновенных величин, усредненных в пределах периода коммутации, то есть

$$u_{vc} = \gamma \left\{ u_b - (0,5r_s + r_{cs} + r_{add})i_l - \Delta u_{vt} \right\} + (1 - \gamma) \left\{ -(r_{cs} + r_{add})i_l - \Delta u_{vd} \right\}. \quad (11)$$

Передаточная функция инерционного звена, описывающего емкостной фильтр, включенный в канале обратной связи, имеет вид

$$H_{fbf1(2)}(p) = k_{fbf1(2)} / (T_{fbf1(2)}p + 1), \quad (12)$$

причем $k_{fbf1(2)}$, $T_{fbf1(2)}$ – это коэффициент усиления и постоянная времени фильтра, – параметры, которые рассчитываются

$$k_{fbf1(2)} = r_{l(2)} / (r_{l(2)} + R_{l(2)}), \quad (13)$$

$$T_{fbf1(2)} = r_{l(2)}R_{l(2)}C_{l(2)} / (r_{l(2)} + R_{l(2)}), \quad (14)$$

где $r_{l(2)}$, $R_{l(2)}$, $C_{l(2)}$ – сопротивления делителя напряжения и емкость конденсатора фильтра напряжения между положительной (отрицательной) клеммой двигателя электронасоса и землей [17].

Статическая зависимость между сигналом на входе и выходе АЦП Arduino Due в первом приближении описывается линейной функцией

$$u_{adc1(2)} = 4095u_{fb1(2)} / 3. \quad (15)$$

Расчетное значение напряжения на выходе фильтра в канале обратной связи, если исходить из (15), а коэффициент делителя условно отнести к АЦП,

$$u_{fbc1(2)} = 3u_{adc1(2)} / (4095k_{fbf1(2)}). \quad (16)$$

В действительности же зависимость между сигналом на входе и выходе АЦП не является пропорциональной. Путем калибровки с применением высокоточного мультиметра UTM139E были получены более сложные функции, которые точнее описывают зависимость между измеренным постоянным напряжением на входе фильтра и установившимся значением цифрового сигнала, который выдают АЦП

$$u_{fbc1} = (7,3624u_{adc1} + 1,8736) \cdot 10^{-3}, \quad (17)$$

$$u_{fbc2} = -2,1176 \cdot 10^{-9} u_{adc2}^2 + 7,3826 \cdot 10^{-3} u_{adc2} + 1,8156 \cdot 10^{-1}. \quad (18)$$

За счет формул (17) и (18) удалось получить в каналах обратной связи практически единичный коэффициент усиления, однако постоянные времени фильтра в общем случае могут несколько отличаться, поскольку существует заводской разброс сопротивлений и емкостей.

Подставим (4) в (6), тогда после очевидных преобразований будем иметь

$$u_a = 0,5k_a + k_a k_{dac} u_c. \quad (19)$$

Также подставим выражение (9) в выражение (11), в результате чего получим

$$u_{vc} = k_\gamma u_b u_{vcf} - \Delta u_\gamma - \Delta u_l - \Delta u_v, \quad (20)$$

где

$$k_\gamma = (1 - 0,013) / (3,85 - 1,265). \quad (21)$$

Структурная схема следящей системы автоматического управления без учета дискретных свойств изображена на рис. 3. Она составлена на основании приведенных выражений и функциональной схемы рис. 2. В соответствии с (20) указанные на данной структурной схеме падения напряжений равны

$$\Delta u_\gamma = (1,265k_\gamma - 0,013)u_b; \quad (22)$$

$$\Delta u_l = \{ \gamma(0,5r_s + r_{cs} + r_{add}) + (1 - \gamma)(r_{cs} + r_{add}) \} i_l; \quad (23)$$

$$\Delta u_v = \gamma \Delta u_{vt}(i_l) + (1 - \gamma) \Delta u_{vd}(i_l); \quad (24)$$

$$\Delta u_{add} = r_{add} i_l + r_{cs} i_l + e_{GND}; \quad (25)$$

$$u_{vc+} = u_b - \Delta u_{add}; \quad (26)$$

$$u_{vc-} = u_{vc+} - u_{vc}. \quad (27)$$

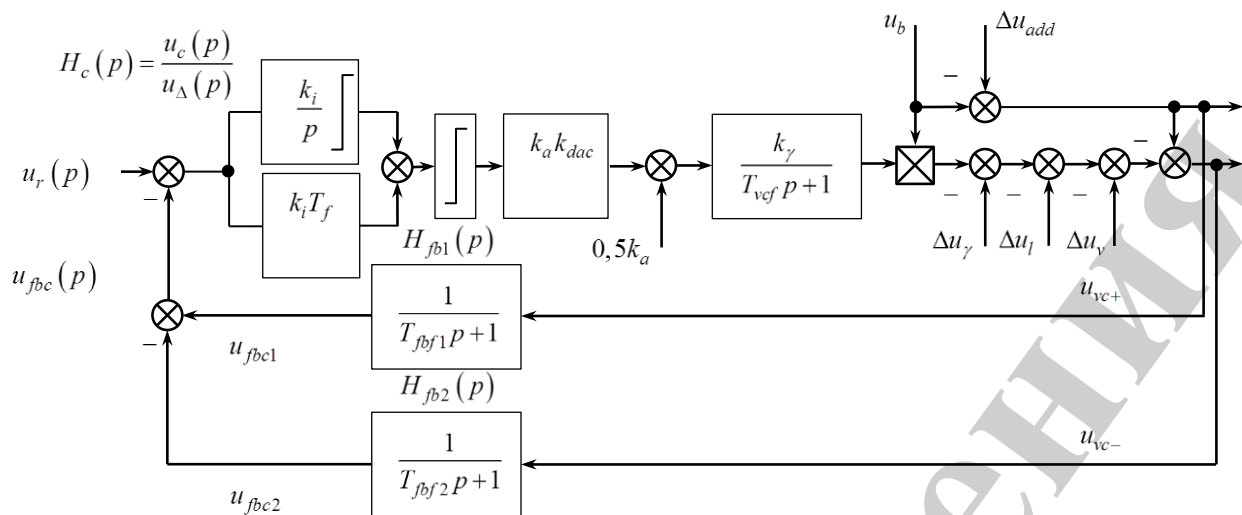


Рис. 3. Структурная схема непрерывной следящей системы автоматического управления напряжением

4. 2. Синтез регулятора напряжения

Коэффициент усиления и постоянная времени ПИ-регулятора напряжения, имеющего передаточную функцию (3), определены в предположении идентичности параметров фильтров напряжения между положительной и отрицательной клеммой двигателя и землей. Кроме того считается, что дискретные свойства системы практически не влияют на характер переходных процессов вследствие малости периода ШИМ и квантования контроллера, а также достаточно высокой разрядности АЦП и ЦАП. Коэффициент усиления ШИП принят неизменным, равным среднему арифметическому минимального и максимального значений

$$k_{vc \min(\max)} = k_\gamma u_{b \min(\max)}, \quad (28)$$

$$k_{vc} = (k_{vc \min} + k_{vc \max}) / 2. \quad (29)$$

При таких допущениях и отсутствии возмущающих воздействий ШИП описывается инерционным звеном с передаточной функцией

$$H_{vc}(p) = k_{vc} / (T_{vcf} p + 1), \quad (30)$$

а в цепи обратной связи

$$k_{fbf1} = k_{fbf2} = k_{fbf}, \quad (31)$$

$$T_{fbf1} = T_{fbf2} = T_{fbf}, \quad (32)$$

$$H_{fbf1}(p) = H_{fbf2}(p) = H_{fbf}(p), \quad (33)$$

вследствие чего передаточная функция канала обратной связи упрощается

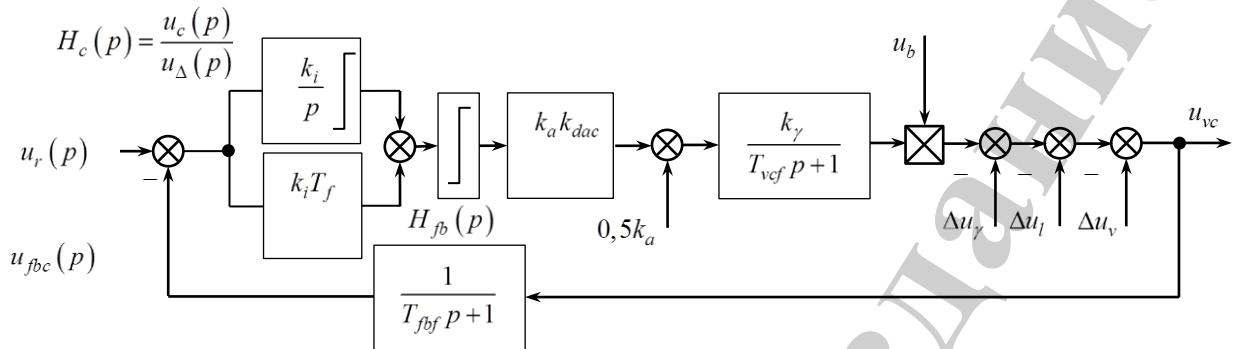


Рис. 4. Упрощенная структурная схема непрерывной следящей системы автоматического управления напряжением

$$H_{fb}(p) = 1 / (T_{fbf} p + 1). \quad (34)$$

Внеся соответствующие изменения в структурную схему на рис. 3, можно получить ее упрощенный вариант, представленный на рис. 4.

Найдем выражение для погрешности по заданию выходной координаты системы. Для этого удобно использовать метод коэффициентов ошибок [18]. Передаточная функция замкнутой системы по заданию равна

$$H_r(p) = \frac{u_{vc}(p)}{u_r(p)} = \frac{\frac{k_i}{p} (T_f p + 1) k_{dac} k_a \frac{k_{vc}}{T_{vcf} p + 1}}{1 + \frac{k_i}{p} (T_f p + 1) k_{dac} k_a \frac{k_{vc}}{T_{vcf} p + 1} \frac{1}{T_{fbf} p + 1}}. \quad (35)$$

Обозначим коэффициент усиления прямого тракта системы $k = k_i k_{dac} k_a k_{vc}$ и, воспользовавшись (35), найдем передаточную функцию для погрешности по заданию

$$\begin{aligned} H_{r\Delta}(p) &= 1 - H_r(p) = \\ &= 1 - \frac{1}{\frac{k}{p} \frac{T_f p + 1}{T_{vcf} p + 1} + \frac{1}{T_{fbf} p + 1}}. \end{aligned} \quad (36)$$

Разложим передаточную функцию (36) в окрестности точки $p = 0$ в ряд Маклорена

$$H_{r\Delta}(p) = H_{r\Delta}(0) + \frac{H'_{r\Delta}(0)}{1!} p + \frac{H''_{r\Delta}(0)}{2!} p^2 + \dots \quad (37)$$

Тогда погрешность по заданию в замкнутой системе выразится следующим образом

$$\Delta u_{vcr}(t) = H_{r\Delta}(0)u_r(t) + \frac{H'_{r\Delta}(0)}{1!} \frac{du_r}{dt} + \frac{H''_{r\Delta}(0)}{2!} \frac{d^2 u_r}{dt^2} + \dots \quad (38)$$

Учитывая форму напряжения задания, можно заключить, что все производные в формуле (38) выше первого порядка будут равны нулю, вследствие чего она упрощается

$$\Delta u_{vcr}(t) = H_{r\Delta}(0)u_r(t) + \frac{H'_{r\Delta}(0)}{1!} \frac{du_r}{dt}, \quad (39)$$

и остается вычислить коэффициенты $H_{r\Delta}(0)$ и $H'_{r\Delta}(0)$. Подставив $p = 0$ в (36), сразу определяем, что $H_{r\Delta}(0) = 0$. Возьмем производную от этого выражения

$$\frac{dH_{r\Delta}}{dp} = \frac{\frac{1}{k} \left(2T_{vcf} p + 1 \right) \left(T_f p + 1 \right) - T_f \left(T_{vcf} p^2 + p \right) - \frac{T_{fbf}}{\left(T_{fbf} p + 1 \right)^2}}{\left(\frac{p}{k} \frac{T_{vcf} p + 1}{T_f p + 1} + \frac{1}{T_{fbf} p + 1} \right)^2}, \quad (40)$$

а затем подставим $p = 0$, в результате чего получится

$$H'_{r\Delta}(0) = 1/k - T_{fbf}. \quad (41)$$

Таким образом, погрешность по заданию в замкнутой системе будет равна

$$\Delta u_{vcr}(t) = a \left(1/k - T_{fbf} \right). \quad (42)$$

Из полученной формулы следует, что погрешность по заданию может вообще отсутствовать при условии $k = 1/T_{fbf}$, то есть при конечном значении коэффициента усиления прямого тракта системы с включенным фильтром в канале обратной связи, в то время как без фильтра погрешность полностью устраняется только при бесконечно большом значении k . Соответствующее значение коэффициента усиления интегрирующего звена регулятора

$$k_i = (k_{dac} k_a k_{vc} T_{fbf})^{-1}. \quad (43)$$

Необходимо отметить, что, если коэффициенты усиления звеньев структурной схемы и постоянная времени фильтра в канале обратной связи известны точно, то становится возможной такая настройка регулятора, при которой ошибка равна нулю. Но на практике коэффициенты усиления претерпевают изменение, а точное определение постоянной времени осложняется разбросом заводских параметров элементной базы фильтра. Как следствие, возникает параметрическая ошибка регулирования, которую можно подсчитать так

$$\Delta u_{vcr}(t) = a \left(\frac{1}{1 \pm \varepsilon_k} - (1 \pm \varepsilon_T) \right) T_{fbf}, \quad (44)$$

где ε_k , ε_T – это относительное отклонение коэффициента усиления преобразователя и постоянной времени фильтра в канале обратной связи. Формула дает максимальную ошибку, если отклонения входят в нее со знаком «минус» и минимальную ошибку, если они входят в нее со знаком «плюс». При этом важно обратить внимание на то, что ошибка при фиксированных значениях отклонений прямо пропорциональна величине постоянной времени фильтра. Поэтому с целью ее снижения желательно постоянную времени фильтра в канале обратной связи уменьшать.

Если постоянная времени фильтра преобразователя намного меньше постоянной времени фильтра в канале обратной связи, то ею можно пренебречь, и передаточная функция по заданию замкнутой системы примет более простой вид

$$H_r(p) = \frac{T_f p + 1}{\frac{p}{k} + \frac{T_f p + 1}{T_{fbf} p + 1}}. \quad (45)$$

Очевидно, что если в передаточной функции (45) положить $T_f = T_{fbf}$, то будем иметь $H_r(p) = 1$. Поэтому данное равенство наряду с выражением (43) позволяет найти параметры ПИ-регулятора напряжения.

Найдем погрешность по возмущению, которое действует на выходе регулятора, $u_{f1}(t) = 0,5k_a$. Оно имеет постоянный характер. Передаточная функция выходной координаты по этому возмущению имеет вид

$$H_{f1}(p) = \frac{u_{vc}(p)}{u_{f1}(p)} = \frac{\frac{k_{vc}}{T_{vcf} p + 1}}{1 + \frac{k}{p} \frac{T_f p + 1}{T_{vcf} p + 1} \frac{1}{T_{fbf} p + 1}}. \quad (46)$$

Нетрудно видеть, что $\lim_{p \rightarrow 0} H_{f1}(p) = 0$. Поэтому в данном случае погрешности по возмущению в установившемся режиме не будет. Совершенно аналогично передаточная функция по возмущению Δu_γ , которое также неизменно во времени, запишется, как

$$H_{f2}(p) = \frac{u_{vc}(p)}{\Delta u_\gamma(p)} = \frac{1}{1 + \frac{k T_f p + 1}{p T_{vcf} p + 1} \frac{1}{T_{fbf} p + 1}}, \quad (47)$$

в связи с чем тоже $\lim_{p \rightarrow 0} H_{f2}(p) = 0$.

Для остальных возмущений Δu_i найти погрешность труднее, потому что эти величины зависят от тока нагрузки, который является заранее неизвестной функцией времени.

Сигнал на выходе интегрирующего звена и регулятора целесообразно ограничить снизу и сверху:

$$u_{c \min(\max)} = (u_{vcf \min(\max)} / k_a - 0,5) / k_{dac}, \quad (48)$$

причем $u_{vcf \min} = 1,265$ В, а $u_{vcf \max} = 3,85$ В.

4. 3. Оценка влияния постоянной времени входного фильтра широтно-импульсного преобразователя на показатели качества системы

Если при наличии фильтра преобразователя в прямом тракте системы настройки ПИ-регулятора оставить такие же, как были при его отсутствии, то передаточная функция для напряжения на выходе преобразователя по заданию примет вид

$$H_r(p) = \frac{T_{fbf} p + 1}{T_{fbf} T_{vcf} p^2 + T_{fbf} p + 1}, \quad (49)$$

а соответствующее дифференциальное уравнение, которое описывает поведение замкнутой системы в динамике, запишется следующим образом

$$T_{fbf} T_{vcf} \frac{d^2 u_{vc}}{dt^2} + T_{fbf} \frac{du_{vc}}{dt} + u_{vc} = T_{fbf} \frac{du_r}{dt} + u_r. \quad (50)$$

Изменение с течением времени погрешности выходной координаты системы по заданию описывается аналогичным однородным уравнением

$$T_{fbf} T_{vcf} \frac{d^2 \Delta u_{vcr}}{dt^2} + T_{fbf} \frac{d \Delta u_{vcr}}{dt} + \Delta u_{vcr} = 0. \quad (51)$$

Представляет интерес решение этого уравнения с ненулевыми начальными условиями $\Delta u_{vcr}(0) = 0$, $\dot{\Delta u}_{vcr}(0) = a$, когда в правой части (50) напряжение задания изменяется линейно, то есть $u_r = at$, и с начальными условиями $\Delta u_{vcr}(0) = 0$, $\dot{\Delta u}_{vcr}(0) = -a$, когда в правой части (50) напряжение задания остается неизменным, то есть $u_r = u_{rs}$.

Сначала будем рассматривать колебательный процесс, который всегда наступает, если $T_{fbf} < 4T_{vcf}$.

Мгновенная величина ошибки в первом и втором случае описывается функцией времени, имеющей разный знак

$$\Delta u_{vcr} = \pm \frac{2T_{vcf} a}{\sqrt{\frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}} - 1}} e^{-\frac{t}{2T_{vcf}}} \sin \sqrt{\frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}} - 1} \frac{t}{2T_{vcf}}, \quad (52)$$

причем «плюс» соответствует первому, а «минус» – второму случаю. Полученная формула позволяет заключить, что ошибка прямо пропорциональна темпу нарастания напряжения задания a . Кроме того видно, что время затухания переходного процесса главным образом зависит от постоянной времени фильтра преобразователя. Оно практически не превышает значение $(6 \div 8)T_{vcf}$. Максимум абсолютной величины ошибки равен

$$\Delta u_{vcrm} = a \sqrt{T_{vcf} T_{fbf}} e^{-\frac{1}{\sqrt{\frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}} - 1}} \arctg \sqrt{\frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}} - 1}}. \quad (53)$$

В результате анализа зависимости $\Delta u_{vcrm}(T_{fbf})$ при условии $T_{vcf} = \text{const}$ стало ясно, что максимум абсолютной величины ошибки растет при увеличении T_{fbf} . Предельное значение достигается при $T_{fbf} \rightarrow 4T_{vcf} - 0$ и равно

$$\lim_{T_{fbf} \rightarrow 4T_{vcf} - 0} |\Delta u_{vcrm}| = 2aT_{vcf} / e. \quad (54)$$

Об этом свидетельствует семейство кривых, изображенных на рис. 5. Частота колебаний Ω при этом наоборот падает, что следует из формулы

$$\Omega = \frac{1}{2T_{vcf}} \sqrt{\frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}} - 1}. \quad (55)$$

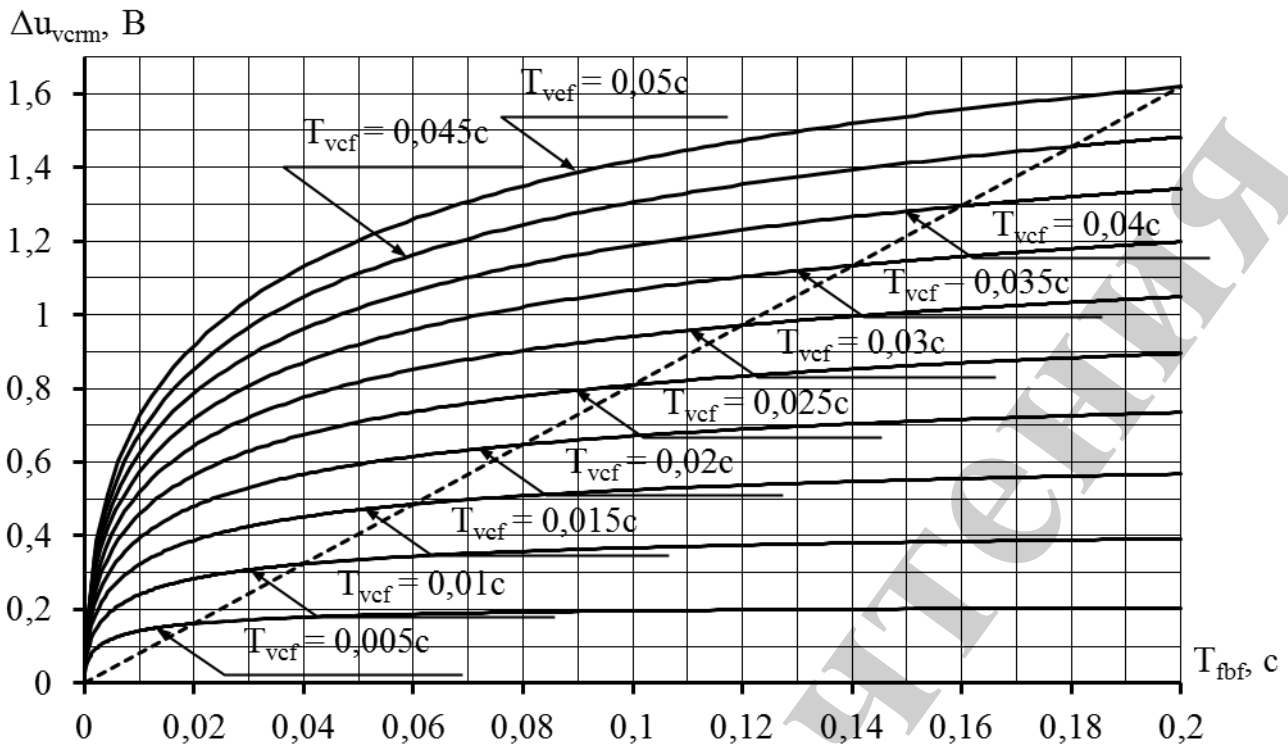


Рис. 5. Зависимость максимума абсолютной величины ошибки от постоянной времени фильтра в канале обратной связи

Если переходный процесс оказывается аperiодическим, то есть выполняется условие $T_{fbf} > 4T_{vcf}$, то получаемое в этом случае решение в зависимости от начальных условий тоже отличается только знаком

$$\Delta u_{vc} = \pm \frac{a}{p_1 - p_2} (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}), \quad (56)$$

причем $p_{1,2}$ — это корни характеристического уравнения, определяемые

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_{vcf}} \pm \frac{1}{2T_{vcf}} \sqrt{1 - \frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}}}. \quad (57)$$

Кроме того видно, что время затухания переходного процесса главным образом зависит от большей фиктивной постоянной времени и составляет $(3 \div 4) / |p_1|$. Поскольку с увеличением постоянной времени фильтра в канале обратной связи T_{fbf} уменьшается абсолютная величина большего корня p_1 , то время переходного процесса затягивается.

Максимум абсолютной величины ошибки в случае аperiодического переходного процесса равен

$$\Delta u_{vcrm} = a \sqrt{T_{vcf} T_{fbf}} \left(\sqrt{\frac{T_{fbf}}{4T_{vcf}}} - \sqrt{\frac{T_{fbf}}{4T_{vcf}} - 1} \right) \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{4T_{vcf}}{T_{fbf}}}}. \quad (58)$$

В результате анализа зависимости $\Delta u_{vcrm}(T_{fbf})$ при условии $T_{vcf} = \text{const}$ также выяснилось, что максимум абсолютной величины ошибки растет при увеличении T_{fbf} . Можно показать, что минимальное значение достигается в пределе при $T_{fbf} \rightarrow 4T_{vcf} + 0$ и совпадает с результатом (54), то есть

$$\lim_{T_{fbf} \rightarrow 4T_{vcf} + 0} |\Delta u_{vcrm}| = 2aT_{vcf} / e, \quad (59)$$

а максимальное значение достигается в пределе при $T_{fbf} \rightarrow +\infty$ и равно

$$\lim_{T_{fbf} \rightarrow +\infty} |\Delta u_{vcrm}| = aT_{vcf}. \quad (60)$$

На рис. 5 пунктирная линия отделяет области семейства характеристик, соответствующие колебательному и апериодическому процессу. Формула (60) может быть использована для оценки максимума абсолютной величины ошибки, поскольку выражает ее предельно возможное значение во всем диапазоне изменения постоянной времени фильтра в канале обратной связи при фиксированном значении постоянной времени фильтра на входе преобразователя.

Если соотношение постоянных времени фильтров в прямом тракте системы и в канале обратной связи таково, что процесс носит колебательный характер, то оценка максимума модуля ошибки выходной координаты по заданию может быть еще более точной благодаря применению формулы (54). Например, если $a=44$ В/с, а $T_{vcf} = 0,03$ с, то максимум модуля ошибки в апериодическом переходном процессе не будет превышать значение 1,32 В, а в колебательном 0,971 В. Поэтому, если в установившемся режиме напряжение поддерживается на уровне 22 В, то предельно возможное перерегулирование в первом и втором случае окажется равно 6 % и 4,414 %, соответственно. Последнее значение лишь немногим больше, чем при известной настройке замкнутого контура на технический оптимум.

Так как случай точного равенства $T_{fbf} = 4T_{vcf}$ практически маловероятен, решение уравнения (51) с двумя кратными корнями характеристического уравнения опустим.

Таким образом, уменьшение постоянной времени фильтра в канале обратной связи ведет к снижению перерегулирования выходной координаты, а также времени переходного процесса с одной стороны и параметрической ошибки – с другой, но вместе с тем вызывает возрастание колебательности непрерывной системы.

4. 4. Приближенный расчет энергии

Величина потребляемой электронасосом энергии за время T определяется точно путем интегрирования мгновенной мощности на выходе преобразователя:

$$E = \int_0^T u_{vc}(t) i_l(t) dt. \quad (61)$$

Однако непосредственное применение формулы прямоугольников для приближенного подсчета интеграла (61) не представляется возможным, поскольку период квантования контроллера, а, значит, и шаг расчета Δt , больше периода коммутации преобразователя, вследствие чего нельзя достаточно точно измерить напряжение u_{vc} . Поэтому преобразуем (61) к несколько иному виду, воспользовавшись свойством аддитивности определенного интеграла:

$$E = \int_0^{T_q} u_{vc} i_l dt + \int_{T_q}^{2T_q} u_{vc} i_l dt + \dots + \int_{(m-1)T_q}^{mT_q} u_{vc} i_l dt + \int_{mT_q}^T u_{vc} i_l dt, \quad (62)$$

где m – это целое число периодов квантования T_q в промежутке времени T . Далее учтем, что ток нагрузки, как показывают эксперименты, является хорошо сглаженным благодаря достаточно большому значению индуктивности якорной цепи двигателя, а его пульсации, связанные с явлением коммутации в щеточно-коллекторном узле, имеют частоту значительно более низкую по сравнению с частотой квантования контроллера. Поэтому ток нагрузки в пределах периода квантования контроллера с достаточной степенью точности можно считать постоянным, и вынести за знак интегрирования, как неизменный коэффициент, тогда, умножив каждый интеграл на период квантования и разделив, пренебрегая последним слагаемым в силу его малости, получим:

$$E \approx T_q i_l(T_q) \frac{1}{T_q} \int_0^{T_q} u_{vc} dt + \\ + T_q i_l(2T_q) \frac{1}{T_q} \int_{T_q}^{2T_q} u_{vc} dt + \dots + T_q i_l(mT_q) \frac{1}{T_q} \int_{(m-1)T_q}^{mT_q} u_{vc} dt. \quad (63)$$

Заметив, что в полученное выражение входят средние значения напряжения на выходе преобразователя за все периоды квантования, перепишем эту формулу короче

$$E \approx i_l(T_q) \bar{u}_{vc}(T_q) T_q + \\ + i_l(2T_q) \bar{u}_{vc}(2T_q) T_q + \dots + i_l(mT_q) \bar{u}_{vc}(mT_q) T_q, \quad (64)$$

что равносильно

$$E \approx T_q \sum_{k=1}^{k=m} i_l(kT_q) \bar{u}_{vc}(kT_q). \quad (65)$$

Поскольку в следящей системе с большой точностью должно выполняться условие $\bar{u}_{vc}(kT_q) \approx u_r(kT_q)$, то окончательная формула для подсчета приближенного значения энергии E_{calc} запишется так

$$E_{calc} = T_q \sum_{k=1}^{k=m} i_{measured(k)} u_{r(k)}, \quad (66)$$

где $i_{measured}$ — это измеренное в пределах k -ого периода квантования значение тока нагрузки. Измеренное значение тока отличается от фактического вследствие погрешности измерения датчика тока, шума напряжения на его выходе, искажения формы выходного напряжения внутренним фильтром датчика тока и фильтром на входе АЦП контроллера, вследствие шума младших разрядов сигнала на выходе АЦП и ошибки округления, которая вызвана квантованием по уровню этого же сигнала.

Формула (66) получена в предположении, что среднее за период квантования контроллера напряжение на выходе преобразователя достаточно близко по значению к напряжению задания u_r . Но вследствие пренебрежения ошибкой регулирования напряжения, усредненного в пределах периода квантования, при подсчете значения энергии по этой формуле, так или иначе, возникает определенная погрешность. Ошибка регулирования напряжения, усредненного в пределах периода квантования, характеризуется квазипостоянной и переменной составляющей. Первая обусловлена совместным влиянием дискретных свойств системы, возмущающего воздействия, а также отличием между фактическими и расчетными значениями параметров элементов системы. Вторая возникает вследствие пульсаций якорного тока. Амплитуда пульсаций среднего за период квантования напряжения на выходе преобразователя в ряде случаев значительно превосходит модуль квазиустановившейся ошибки по напряжению преобразователя, усредненному в пределах периода пульсаций. Таким образом, оговоренное условие $\bar{u}_{vc} \approx u_r$ может не соблюдаться. Поэтому целесообразно проверить на математической модели, обеспечивается ли приемлемая точность подсчета энергии с применением (66) на физической модели.

Отметим, что в рассматриваемой системе величины напряжения преобразователя, средние за период ШИМ и квантования контроллера, мало отличаются друг от друга, так как сигналы задания и возмущения изменяются достаточно медленно. Это позволяет проанализировать погрешность расчета энергии, оперируя величиной напряжения, среднего за период ШИМ преобразователя.

Форма переменной составляющей среднего за период коммутации ШИП напряжения и тока практически идентична, но при фиксированном значении

амплитуды пульсаций I_m амплитуда u_m будет также зависеть от текущего значения скважности, что следует из анализа уравнения внешней характеристики (20). Это уравнение в случае линеаризации вольт-амперных характеристик силовых ключей по существу является линейным относительно среднего тока нагрузки, а угловой коэффициент в нем равен среднему за период коммутации ШИП активному сопротивлению преобразователя, но взятому с противоположным знаком. Амплитуда пульсаций напряжения равна произведению амплитуды пульсаций тока и этого сопротивления, а оно, в свою очередь, линейно зависит от скважности напряжения на выходе преобразователя. При этом характерно, что сама скважность выходного напряжения преобразователя почти не имеет пульсаций, поскольку на его входе имеется фильтр, а до него в прямом тракте системы сигнал предварительно сглаживается интегральной составляющей регулятора. В зависимости от того, каково соотношение активных сопротивлений токоведущих элементов ШИП, наибольшего значения амплитуда пульсаций напряжения (а также среднее за период ШИМ активное сопротивление преобразователя) достигнет либо при минимальном, либо при максимальном значении скважности.

Выразим величину энергии, пренебрегая дискретными свойствами системы в явном виде, но с учетом квазипостоянной ошибки регулирования среднего напряжения, а также переменной составляющей тока и среднего напряжения, предположив, что две последние величины с течением времени изменяются по гармоническому закону:

$$E = \int_0^T (u_r - \Delta \bar{u}_{vc} - u_m \sin \omega t) (I_0 + I_m \sin \omega t) dt, \quad (67)$$

причем u_r , $\Delta \bar{u}_{vc}$, I_0 – это относительно медленно изменяющийся с течением времени сигнал задания и ошибка по среднему за период коллекторных пульсаций напряжению, а также постоянная составляющая тока нагрузки. Нужно обратить внимание на то, что средний за период коллекторных пульсаций ток нагрузки во время работы физической модели определенным образом изменяется, но для упрощения математической модели его допустимо принять как постоянную величину и придать ей максимальное значение. Амплитуду I_m и частоту пульсаций тока ω тоже будем считать постоянными, имея в виду, что последняя величина прямо пропорциональна частоте вращения вала двигателя, имеющей переменный характер. По аналогии с током I_0 для нижней оценки точности системы в модели целесообразно задать наибольшее возможное значение частоты, в случае которого измерение тока оказывается наименее точным. Наряду с погрешностью измерения тока возникает необходимость в оценке влияния частоты пульсаций на ошибку расчета энергии с применением формулы (66) вместо формулы (67).

Раскроем скобки в подынтегральном выражении (67), тогда получим

$$E = \int_0^T \left(u_r (I_0 + I_m \sin \omega t) - \Delta \bar{u}_{vc} I_0 - \right. \\ \left. - (\Delta \bar{u}_{vc} I_m + u_m I_0) \sin \omega t - I_m u_m \sin^2 \omega t \right) dt. \quad (68)$$

Если считать, что ток измеряется точно, то есть $i_{measured} = I_0 + I_m \sin \omega t$ и пренебречь ошибкой от замены определенного интеграла конечной суммой (66), то можно записать

$$E = E_{calc} - \int_0^T \left(\Delta \bar{u}_{vc} I_0 + \Delta \bar{u}_{vc} I_m \sin \omega t + \right. \\ \left. + u_m I_0 \sin \omega t + I_m u_m \sin^2 \omega t \right) dt. \quad (69)$$

Заменяв в (69) интеграл суммы функций суммой их интегралов, получим

$$E = E_{calc} - I_0 \int_0^T \Delta \bar{u}_{vc} dt - I_m \int_0^T \Delta \bar{u}_{vc} \sin \omega t dt - \\ - I_0 \int_0^T u_m \sin \omega t dt - \frac{I_m}{2} \int_0^T u_m dt + \frac{I_m}{2} \int_0^T u_m \cos 2\omega t dt. \quad (70)$$

Таким образом, отклонение энергии можно найти как алгебраическую сумму пяти его составляющих

$$\Delta E = E - E_{calc} = -\Delta E_1 - \Delta E_2 - \Delta E_3 - \Delta E_4 + \Delta E_5. \quad (71)$$

Составляющие отклонения энергии (интегралы) ΔE_1 и ΔE_4 в явном виде не содержат частоту пульсаций ω , но их подынтегральные функции – отклонение среднего напряжения $\Delta \bar{u}_{vc}$ и амплитуда пульсаций напряжения u_m – подвержены влиянию со стороны других параметров системы. Результаты моделирования убеждают в том, что зависимость среднего сопротивления и напряжения на выходе преобразователя от времени является практически инвариантной по отношению к значению частоты коллекторных пульсаций, которая при прочих равных условиях претерпевала двадцатикратное уменьшение по сравнению с максимальным значением в рамках модельного эксперимента. Поэтому отклонение $\Delta \bar{u}_{vc}$ выходного напряжения, среднего за период коллекторных пульсаций, от задания u_r , и амплитуда u_m переменной составляющей выходного напряжения, среднего за период коммутации ШИП, также могут считаться величинами, независимыми от частоты ω .

Вычислим составляющие отклонения энергии ΔE_1 и ΔE_4 , считая подынтегральные функции линейными, что в достаточной степени согласуется с результатами модельных расчетов, как по отношению к погрешности $\Delta \bar{u}_{vc}$, так и амплитуде u_m ,

$$\begin{aligned}\Delta E_1 &= I_0 \int_0^T \left(\Delta \bar{u}_{vc}(0) - \frac{\Delta \bar{u}_{vc}(0) - \Delta \bar{u}_{vc}(T)}{T} t \right) dt = \\ &= I_0 \frac{\Delta \bar{u}_{vc}(0) + \Delta \bar{u}_{vc}(T)}{2} T,\end{aligned}\quad (72)$$

$$\begin{aligned}\Delta E_4 &= \frac{I_m}{2} \int_0^T \left(u_m(0) - \frac{u_m(0) - u_m(T)}{T} t \right) dt = \\ &= \frac{I_m}{2} \frac{u_m(0) + u_m(T)}{2} T.\end{aligned}\quad (73)$$

Предположим для простоты, что погрешность и амплитуда пульсаций напряжения преобразователя характеризуются постоянным, но предельно возможным абсолютным значением $\max |\Delta \bar{u}_{vc}|$ и U_m , тогда

$$|\Delta E_1| = I_0 \max |\Delta \bar{u}_{vc}| T, \quad (74)$$

$$\Delta E_4 = I_m U_m T / 2. \quad (75)$$

Возьмем интегралы ΔE_2 , ΔE_3 и ΔE_5 по частям:

$$\begin{aligned}\Delta E_2 &= I_m \int_0^T \Delta \bar{u}_{vc} \sin \omega t dt = \\ &= I_m \frac{\Delta \bar{u}_{vc}(0) - \Delta \bar{u}_{vc}(T) \cos \omega T}{\omega} + \frac{I_m}{\omega} \int_0^T \frac{d \Delta \bar{u}_{vc}}{dt} \cos \omega t dt,\end{aligned}\quad (76)$$

$$\begin{aligned}\Delta E_3 &= I_0 \int_0^T u_m \sin \omega t dt = \\ &= I_0 \frac{u_m(0) - u_m(T) \cos \omega T}{\omega} + \frac{I_0}{\omega} \int_0^T \frac{du_m}{dt} \cos \omega t dt,\end{aligned}\quad (77)$$

$$\begin{aligned}\Delta E_5 &= \frac{I_m}{2} \int_0^T u_m \cos 2\omega t dt = \\ &= \frac{I_m u_m(T) \sin 2\omega T}{4\omega} + \frac{I_m}{4\omega} \int_0^T \frac{du_m}{dt} \sin 2\omega t dt.\end{aligned}\quad (78)$$

С учетом линейного характера функций $\Delta\bar{u}_{vc}$ и u_m их производные являются постоянными величинами, то есть $\dot{\Delta\bar{u}}_{vc} = \text{const}$ и $\dot{u}_m = \text{const}$, тогда выражения (76)–(78) преобразуются к виду

$$\Delta E_2 = I_m \frac{\Delta\bar{u}_{vc}(0) - \Delta\bar{u}_{vc}(T) \cos \omega T}{\omega} + \frac{I_m}{\omega^2} \frac{d\Delta\bar{u}_{vc}}{dt} \sin \omega T, \quad (79)$$

$$\Delta E_3 = I_0 \frac{u_m(0) - u_m(T) \cos \omega T}{\omega} + \frac{I_0 \dot{u}_m \sin \omega T}{\omega^2}, \quad (80)$$

$$\Delta E_5 = \frac{I_m u_m(T) \sin 2\omega T}{4\omega} + \frac{I_m \dot{u}_m (1 - \cos 2\omega T)}{8\omega^2}. \quad (81)$$

Оценить абсолютную величину составляющих отклонения энергии (76)–(78), принимая во внимание выражения (79)–(81), сверху можно на основании неравенств

$$|\Delta E_2| < I_m \frac{|\Delta\bar{u}_{vc}(0)| + |\Delta\bar{u}_{vc}(T)|}{\omega} + \frac{I_m}{\omega^2} \left| \frac{d\Delta\bar{u}_{vc}}{dt} \right|, \quad (82)$$

$$|\Delta E_3| < I_0 \frac{u_m(0) + u_m(T)}{\omega} + \frac{I_0 |\dot{u}_m|}{\omega^2}, \quad (83)$$

$$|\Delta E_5| < \frac{I_m u_m(T)}{4\omega} + \frac{I_m |\dot{u}_m|}{4\omega^2}. \quad (84)$$

Пусть, например, частота пульсаций составляет 5 % от максимально возможного значения, то есть $\omega_{\min} = 0,1\pi f_{\max} = 251,327$ рад/с, постоянная составляющая тока нагрузки $I_0 = 4$ А, а переменная составляющая имеет амплитуду $I_m = 0,75$ А. Погрешность по напряжению в начальный и конечный момент равна $\Delta\bar{u}_{vc}(0) = -31,3$ мВ и $\Delta\bar{u}_{vc}(T) = -11,6$ мВ. Максимальная амплитуда пульсаций напряжения (при минимальном значении скважности) $u_m(0) = 328$ мВ, минимальная амплитуда пульсаций напряжения (при максимальном значении скважности) $u_m(T) = 301$ мВ. Время работы системы $T = 25$ с. Примем для расчета абсолютной величины производных $|\dot{\Delta\bar{u}}_{vc}|$ и $|\dot{u}_m|$ с запасом в сторону завышения по сравнению с их фактическими значениями условно минимальное время изменения в заданных пределах погрешности и амплитуды пульсаций напряжения, которое равно 0,5 с. Тогда получим

$$|\Delta E_1| = 2,145 \text{ Дж}, \quad |\Delta E_2| < 0,0001 \text{ Дж},$$

$$|\Delta E_3| < 0,01 \text{ Дж}, |\Delta E_4| = 2,948 \text{ Дж}, |\Delta E_5| < 0,0002 \text{ Дж}.$$

Очевидно, что составляющие отклонения энергии ΔE_2 , ΔE_3 и ΔE_5 , которые зависят от частоты переменной составляющей тока нагрузки, даже при малых ее значениях оказываются практически пренебрежимо малы. Поскольку влияние двух других составляющих проявляется в гораздо большей степени, то оно должно быть исследовано на математической модели. При этом нужно обратить внимание на то, что составляющая отклонения энергии ΔE_1 может быть как положительной, так и отрицательной величиной, в зависимости от знака среднего значения погрешности напряжения. Поэтому с учетом знакопостоянства составляющей отклонения энергии ΔE_4 , которая учитывает пульсации тока и напряжения, может иметь место взаимная компенсация этих отклонений. При ограниченном среднем значении погрешности напряжения эффект компенсации ослабляется при меньших значениях постоянной составляющей тока нагрузки, что легко следует из формул (72) и (73).

Путем калибровки с применением высокоточного мультиметра UTM139E на физической модели была установлена статическая зависимость между напряжением на выходе датчика тока и цифровым сигналом, который выдает АЦП контроллера

$$u_{cs} = 2,9011 \cdot 10^{-10} u_{csadc}^2 + 8,7556 \cdot 10^{-4} u_{csadc} + 2,3261 \cdot 10^{-2} - 7,1 \cdot 10^{-4}. \quad (85)$$

Измеренное значение тока определяется в программе по формуле

$$i_{measured} = (2,5062 - u_{cs}) / (65,44413 \cdot 10^{-3}). \quad (86)$$

4. 5. Математическая модель дискретной следящей системы автоматического управления напряжением

На рис. 6 изображена блок-схема математической модели следящей системы автоматического управления напряжением на выходе широтно-импульсного преобразователя в среде Matlab Simulink, в которой учитывается влияние только периода квантования контроллера и коммутации преобразователя на характер переходных процессов.

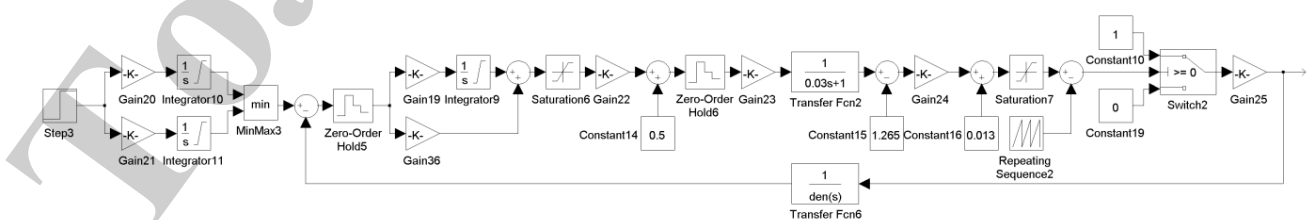


Рис. 6. Блок-схема математической модели следящей системы с учетом дискретности по времени контроллера и широтно-импульсного преобразователя

Канал обратной связи по напряжению на выходе преобразователя – единственный, так как предполагается, что постоянные времени пары емкостных фильтров физической модели идентичны и поэтому может быть сделано соответствующее эквивалентное преобразование структурной схемы системы, что соответствует рис. 4. В этой модели формируется импульсное напряжение преобразователя, и она позволяет исследовать влияние типа регулятора, а также постоянной времени фильтра в канале обратной связи на качество переходного процесса и точность поддержания заданного значения выходной координаты в установившемся режиме. С помощью рассматриваемой модели были получены графики переходных процессов, изображенные на рис. 7, 8. В обоих случаях принятое значение напряжения на клеммах аккумуляторной батареи – номинальное, а сигнал задания u_r изменяется от нуля до максимума с предельно допустимым темпом нарастания напряжения. Рис. 7, 8 иллюстрируют переходный процесс, который возникает в системе в момент ограничения сигнала задания. В первом случае использован интегральный регулятор напряжения, а во втором пропорционально-интегральный. Кроме того, в первом случае постоянная времени фильтра на входе широтно-импульсного преобразователя была принята равной нулю, тогда как во втором случае указанный параметр получил значение, близкое к тому, которое в действительности имеет место на физической модели. На каждом из рисунков имеется несколько кривых, соответствующих различным значениям постоянной времени фильтра в канале обратной связи. Две кривые семейства, как на рис. 7, так и на рис. 8 проходят достаточно близко. Они соответствуют номинальному значению постоянной времени фильтра в канале обратной связи T_{fbfnom} . При этом одна из них является результатом моделирования непрерывной системы, а другая результатом моделирования дискретной системы. Близость этих кривых позволяет заключить, что дискретные свойства следящей системы, в которой имеет место только квантование по времени, не ярко выражены, если $T_{fbf} \geq T_{fbfnom}$. Общая тенденция при изменении постоянной времени фильтра в канале обратной связи такова, что при малых значениях этой величины система оказывается менее точной в установившемся режиме, но и вместе с тем максимум абсолютной величины ошибки получается тоже меньше. С ростом этой величины абсолютная ошибка в установившемся режиме наоборот становится меньше, но возрастает ее максимум в переходном процессе.

Полученные графики убеждают в том, что приемлемое качество переходного процесса и желаемый уровень точности системы можно получить с принятым номинальным значением постоянной времени фильтра в канале обратной связи, причем, как с применением И-, так и с применением ПИ-регулятора. Однако первый обеспечивает удовлетворительный результат лишь тогда, когда в прямом тракте системы нет входного фильтра преобразователя. В противном случае качество переходного процесса существенно падает – в системе возникают медленно затухающие колебания выходной координаты. Поэтому на физической модели реализован ПИ-регулятор напряжения.

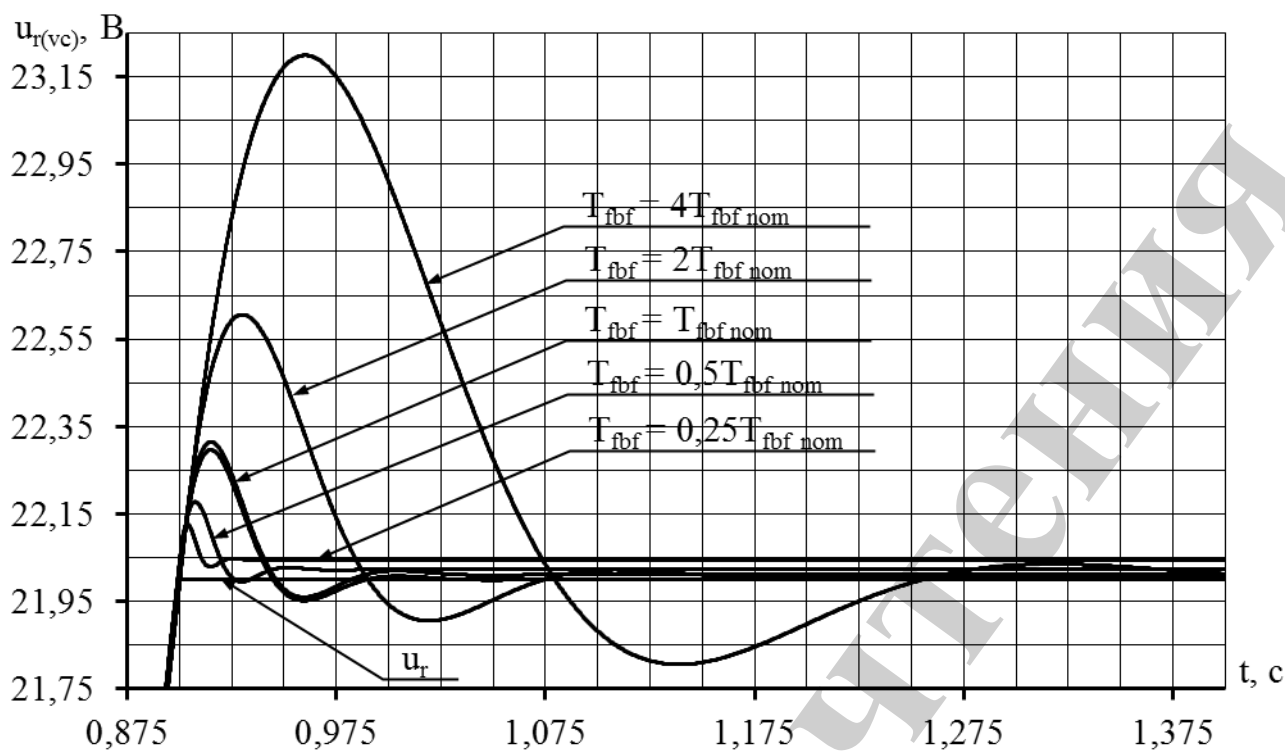


Рис. 7. Графики переходных процессов в дискретной по времени следящей системе с И-регулятором

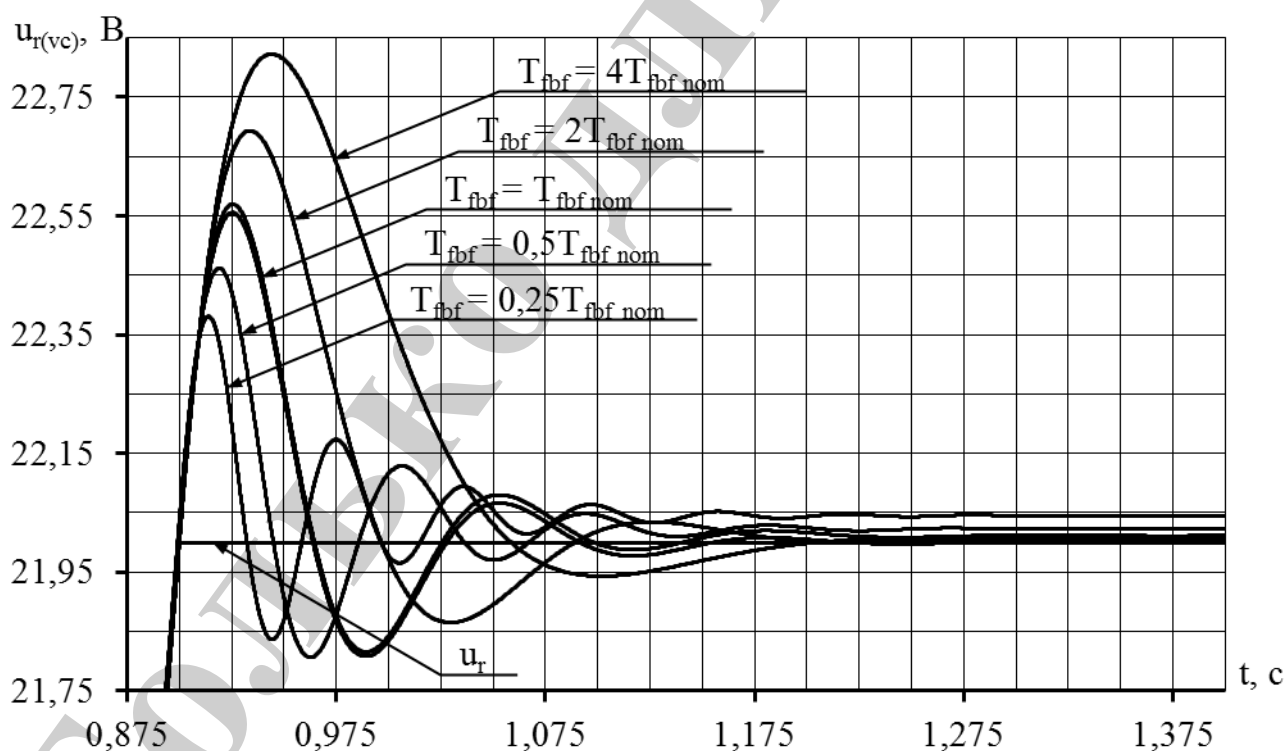


Рис. 8. Графики переходных процессов в дискретной по времени следящей системе с ПИ-регулятором

Для оценки общего влияния на точность дискретной следящей системы таких факторов, как нагрузка широтно-импульсного преобразователя, перепад

напряжения аккумуляторной батареи, заводской разброс емкости конденсаторов фильтров и шум измеряемых сигналов на основе математической модели, представленной на рис. 6, была построена более сложная модель, блок-схема которой показана на рис. 9. На рис. 11, а изображена блок-схема подсистемы Subsystem и Subsystem1, которая позволяет предварительно выбрать одно из трех значений постоянной времени соответствующего фильтра в канале обратной связи: минимальное, номинальное и максимальное. На рис. 11, б представлена подсистема для определения максимальной абсолютной ошибки по напряжению в пределах заранее указанного интервала времени. Для подсчета отклонения осуществляется предварительное усреднение напряжения на выходе преобразователя сначала в пределах периода коммутации широтно-импульсного преобразователя, а затем в пределах периода коллекторных пульсаций тока якоря двигателя. Процедура усреднения реализована с применением блоков интегрирования и запаздывания, поэтому результирующий усредненный сигнал получает соответствующий сдвиг во времени, что является дополнительным источником погрешности в модели. Этот сдвиг достаточно мал при усреднении в пределах периода коммутации ШИП, но в пределах периода коллекторных пульсаций якорного тока его влияние становится более заметным и требует компенсации. Для этого другие интересующие сигналы получают в модели задержку на полпериода коллекторных пульсаций, а при построении общих графиков переходных процессов каждая кривая вновь смещается на полпериода назад.

На рис. 10 показана блок-схема математической модели дискретной следящей системы вместе с каналом измерения тока нагрузки преобразователя и расчета потребляемой энергии. Она позволяет оценить совместное влияние заданной формы напряжения, нагрузки преобразователя, перепада напряжения аккумуляторной батареи и разброса параметров конденсаторов фильтров, а также дискретных свойств системы на отклонение между значением энергии, которое вычисляется по формуле (61) и (66).

В составе каждой математической модели есть блок задания, при помощи которого формируется диаграмма напряжения желаемой формы и блок возмущения, который генерирует ток нагрузки широтно-импульсного преобразователя. В модели для анализа ошибки по напряжению диаграмма сигнала задания имеет лишь один наклонный участок, который характеризуется максимально возможным наклоном. А в модели для анализа отклонения энергии формируется сигнал задания напряжения, временная диаграмма которого имеет один или два наклонных участка. Предусмотрено задание четырех различных начальных значений напряжения и трех значений угла наклона второго участка диаграммы сигнала задания. Ток нагрузки аппроксимирован суммой постоянной и переменной составляющей, причем последняя изменяется с течением времени по гармоническому закону. Постоянная составляющая определяется номинальным током двигателя, а переменная составляющая имеет амплитуду и частоту, близкую к экспериментальным значениям, полученным при максимальном напряжении питания двигателя. Поскольку ток и частота его пульсаций в математи-

ческой модели выше по сравнению с физической, то реальная система с точки зрения нагрузки преобразователя должна быть более точной.

Хотя на рис. 9 и рис. 10 изображена только одна следящая система, в действительности каждая из этих моделей содержит пару аналогичных систем.

В модели для анализа отклонения напряжения первая система осуществляет моделирование режима работы под нагрузкой с номинальным или минимальным напряжением аккумуляторной батареи, вторая реализует моделирование режима работы на холостом ходу с максимальным напряжением аккумуляторной батареи.

В модели для анализа отклонения энергии первая система позволяет моделировать режим работы под нагрузкой с минимальным напряжением аккумуляторной батареи и минимальным значением постоянных времени фильтров в обоих каналах обратной связи. Вторая система обеспечивает моделирование режима работы под нагрузкой с максимальным напряжением аккумуляторной батареи при максимальном значении постоянных времени фильтров в обоих каналах обратной связи. В отличие от первой, вторая система также дополнена блоком останова расчета Stopsimulation2, который срабатывает, если значение энергии, рассчитываемое интерпатором Integrator12, достигает установленного значения. Блоки Integrator9 и Integrator12 обеих систем модели для анализа отклонения энергии аналогичны.

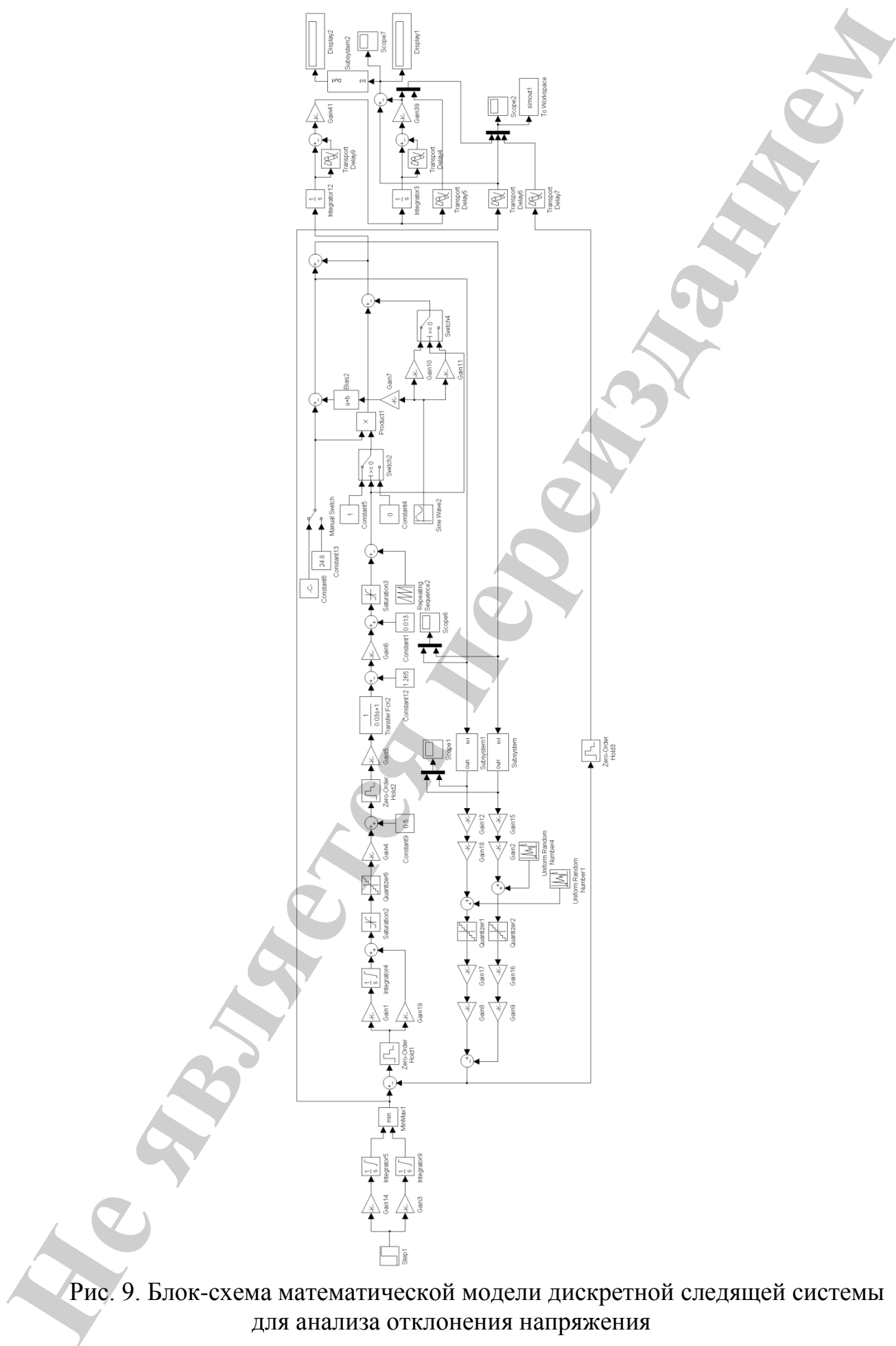


Рис. 9. Блок-схема математической модели дискретной следящей системы для анализа отклонения напряжения

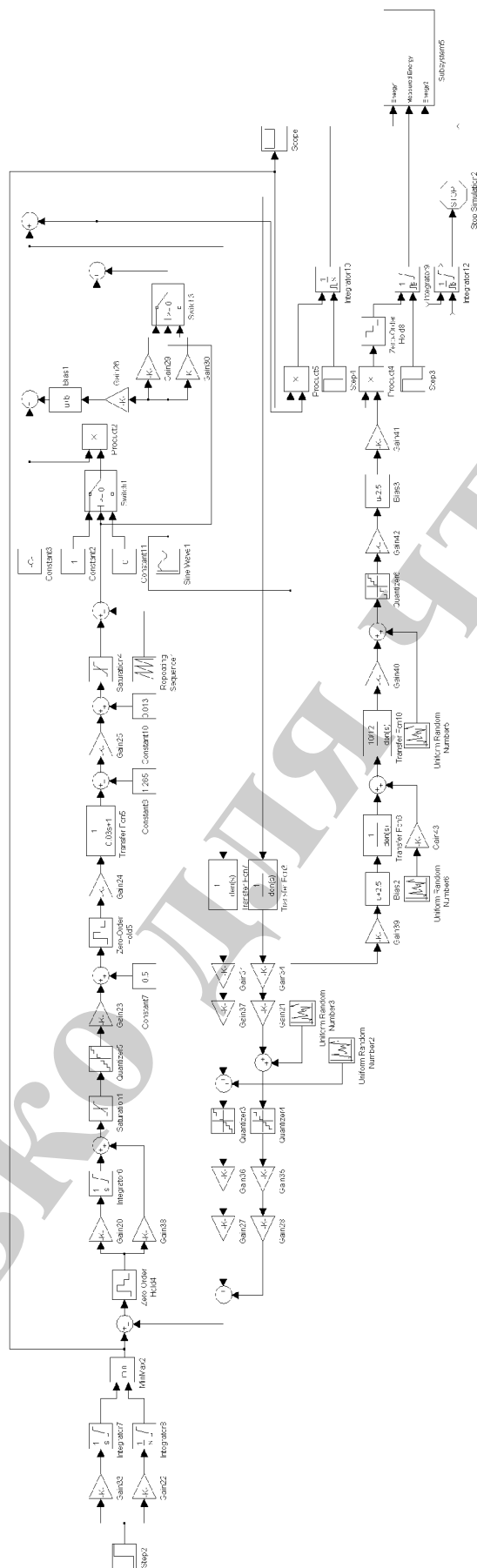


Рис. 10. Блок-схема математической модели дискретной следящей системы для анализа отклонения энергии

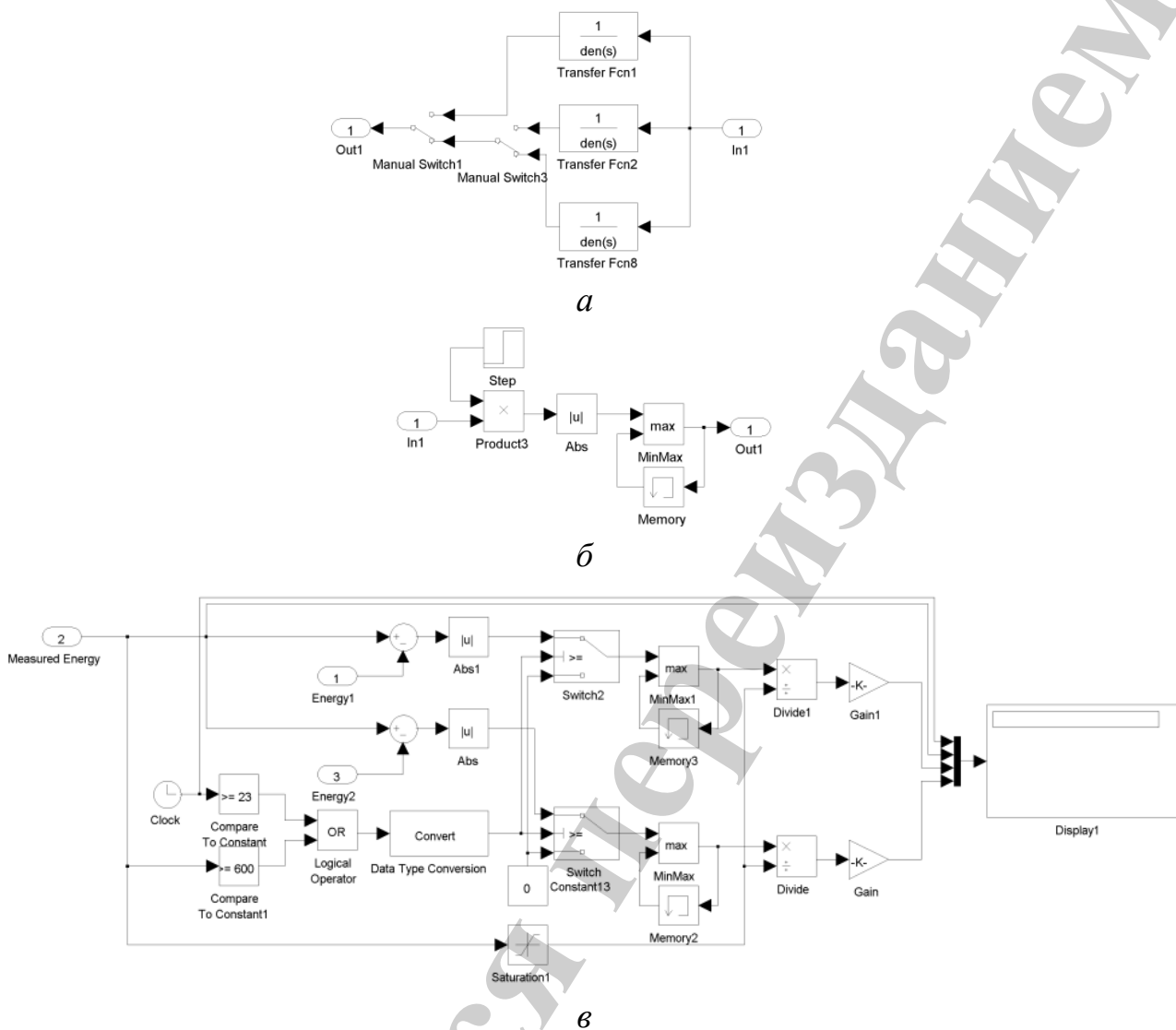


Рис. 11. Блок-схема подсистемы:

a – Subsystem и Subsystem1, *б* – Subsystem2 (рис. 9); *в* – Subsystem5 (рис. 10)

Поскольку отклонение энергии претерпевает изменение с течением времени, то для его оценки во время моделирования определяется максимум модуля отклонения в пределах заранее установленного интервала времени. Его правой границей служит момент окончания процесса.

В поле «Stop time» модели задается максимально возможное время работы, равное 23,4 с. Величина энергии имеет ограничение сверху E_{\max} на уровне одного из трех принятых значений: 350, 500 или 650 Дж. Процедура расчета максимума абсолютной величины отклонения энергии запускается в одном из двух случаев: когда время моделирования достигает значения 23 с или когда величина энергии оказывается на 50 Дж меньше предельно возможного значения. Благодаря такому решению в зависимости от конкретных условий работы системы максимум абсолютного отклонения энергии будет найден в пределах временно-

го интервала, в общем случае имеющего протяженность Δt_{int} , ограниченную снизу и сверху значениями

$$\Delta t_{\text{int min}} = \min \{t(E_{\text{max}}) - t(E_{\text{max}} - 50); 0, 4\}, \quad (87)$$

$$\Delta t_{\text{int max}} = \max \{t(E_{\text{max}}) - t(E_{\text{max}} - 50); 0, 4\}. \quad (88)$$

Описанные условия реализованы в подсистеме Subsystem5, изображенной на рис. 11, в). Также в этой подсистеме имеются блоки, которые позволяют найти относительные отклонения энергии, вычисленные по отношению к значению, которое подсчитывается с применением формулы (66).

С помощью моделей, представленных на рис. 9–11, были получены графики переходных процессов в следящей системе, которые показаны на рис. 12 и 13. В первом случае режим работы соответствует минимальному значению постоянных времени фильтров в каналах обратной связи, минимальному значению напряжения на клеммах аккумуляторной батареи и номинальной нагрузке.

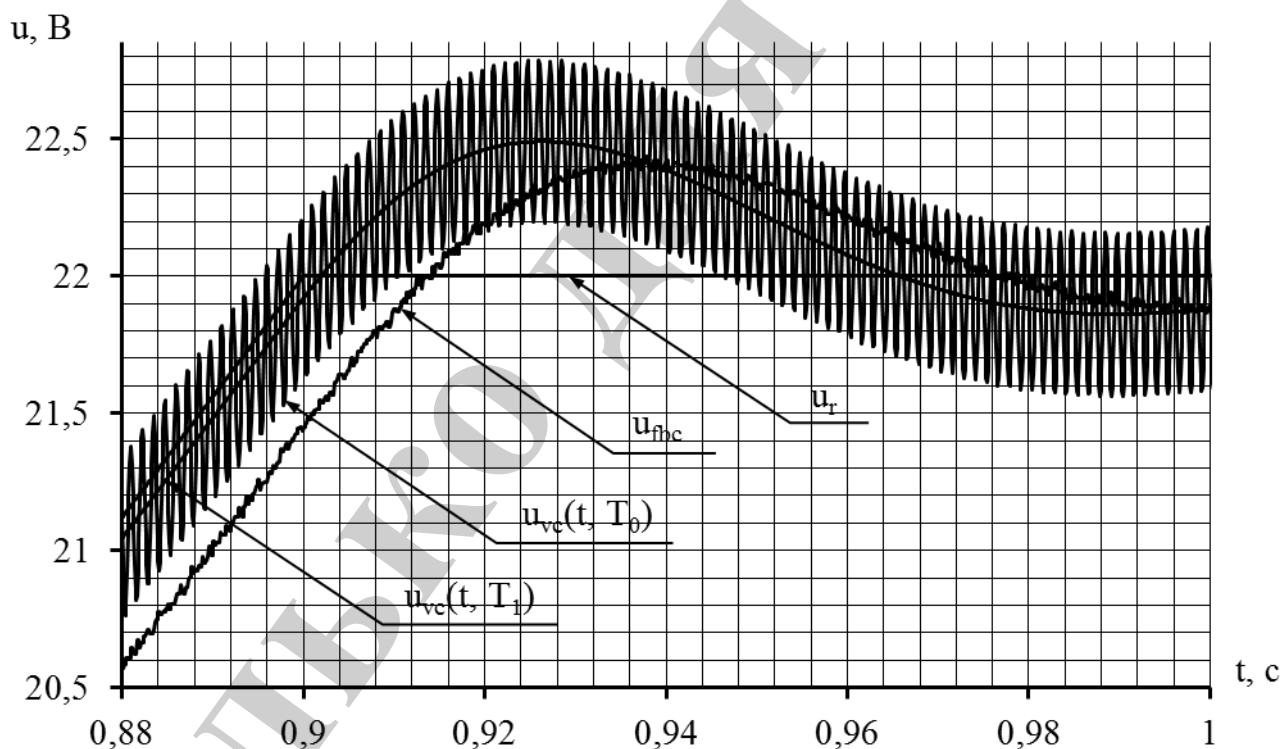


Рис. 12. Графики переходного процесса в дискретной следящей системе при работе преобразователя с полной нагрузкой

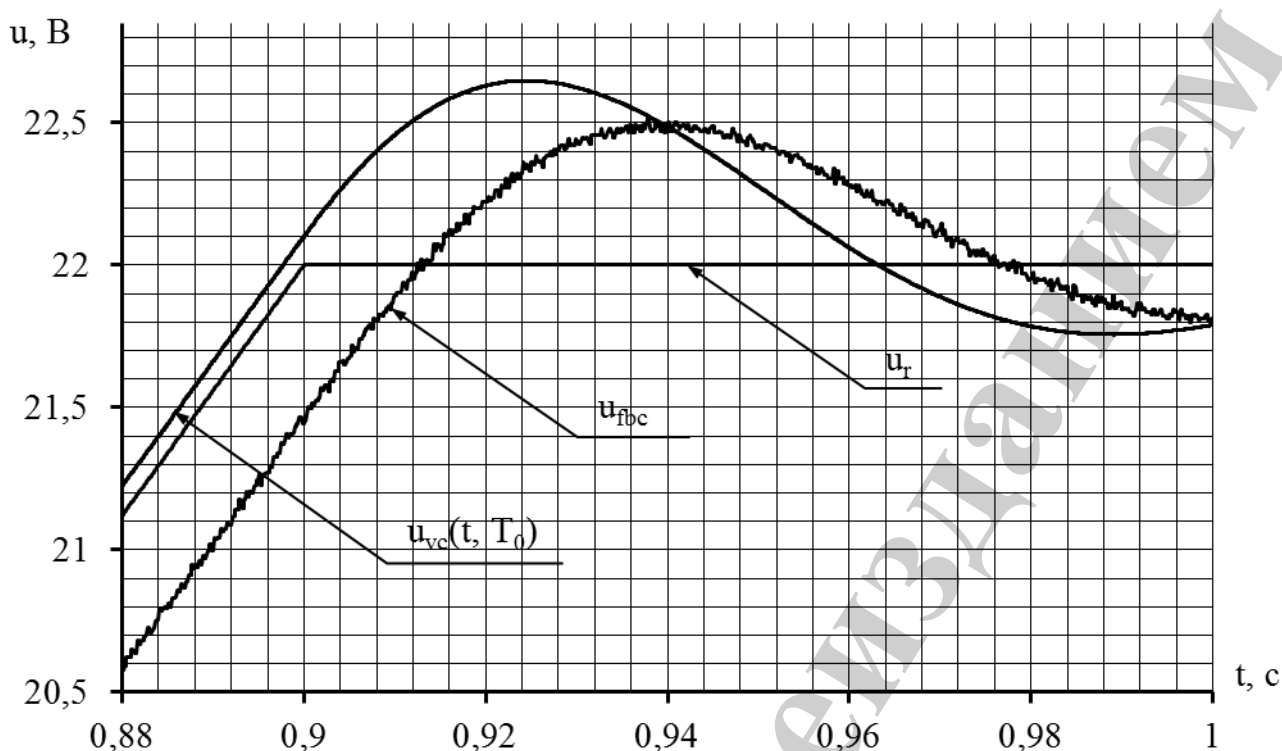


Рис. 13. Графики переходного процесса в дискретной следящей системе при холостом ходе преобразователя

Во втором случае постоянные времени фильтров в каналах обратной связи имеют максимальные значения, напряжение аккумуляторной батареи тоже максимальное, а нагрузка отсутствует. На рис. 12, 13 четыре сигнала: сигнал задания напряжения u_r , сигнал обратной связи u_{fbc} , выходной сигнал системы, усредненный в пределах периода ШИМ $u_{vc}(t, T_0)$ и в пределах периода коллекторных пульсаций якорного тока двигателя $u_{vc}(t, T_1)$. Вследствие работы под нагрузкой среднее за период коммутации выходное напряжение преобразователя совершает колебания с частотой коллекторных пульсаций. Рассматривая график на рис. 12, можно заключить, что амплитуда пульсаций напряжения, которая составляет немногим более 300 мВ, существенно превосходит по величине квазиустановившуюся ошибку системы по среднему за период коллекторных пульсаций напряжению, возникающую в процессе нарастания сигнала задания. Однако принимая во внимание достаточно большой момент инерции электропривода, можно ожидать появления лишь незначительных пульсаций скорости вращения якоря двигателя на физической модели [19]. Поскольку на холостом ходу ток нагрузки равен нулю и, как следствие, пульсаций напряжения нет, то сигналы $u_{vc}(t, T_0)$ и $u_{vc}(t, T_1)$ на рис. 13 практически совпадают. На рис. 12, 13 максимум модуля ошибки, который достигается в переходном процессе, возникающем в момент ограничения сигнала задания, незначительно отличается от аналогичного показателя, который можно определить по кривой переходного процесса на рис. 8, соответствующей номинальной постоянной времени фильтра в канале обратной связи. Квазиустановившаяся ошибка в ди-

намике для выходной координаты системы по рис. 12, 13 составляет порядка 80 мВ и –101 мВ, соответственно, для сигнала обратной связи – примерно 550 мВ в первом случае и 500 мВ – во втором. Максимум модуля ошибки в обоих случаях по отношению к постоянному значению сигнала задания не превышает 3 %. Рис. 12, 13 иллюстрируют только часть переходного процесса, вызванного ограничением сигнала задания. Конечный момент времени в поле Stop Time модели был задан 1,4 с, что дало возможность проанализировать квазиустановившийся режим работы системы в статике. Не приводя соответствующие графики, можно отметить, что при условиях моделирования, которые справедливы для рис. 12, в пределах временного интервала 1,25...1,4 с был установлен максимум модуля ошибки на уровне 8,517 мВ, тогда как в случае условий, справедливых для рис. 13, в пределах того же временного интервала аналогичный показатель составил 12,77 мВ. В конечный момент времени ошибка для этих двух вариантов была равна –8,439 мВ и –12,76 мВ, соответственно.

О степени влияния на точность дискретной следящей системы значений постоянных времени фильтров в каналах обратной связи, перепада напряжения на клеммах аккумуляторной батареи и нагрузки широтно-импульсного преобразователя можно судить по результатам моделирования, сведенным в табл. 1.

Таблица 1

Результаты расчета отклонения напряжения в дискретной следящей системе

| $\frac{T_{fbf1}}{T_{fbfnom}}$ | $\frac{T_{fbf2}}{T_{fbfnom}}$ | u_b, B | | |
|-------------------------------|-------------------------------|---------------------------------|--------------|--------------|
| | | 24,8 | 25,2 | 25,6 |
| | | $i = 4 + 0,75\sin 1600\pi t, A$ | | $i = 0$ |
| | | $\Delta \bar{u}_{vc}, mB$ | | |
| 1 | 1 | 6,544/18,69 | –7,105/28,39 | –18,47/34,72 |
| 0,855 | 0,855 | 80,27/80,27 | 69,76/69,79 | 57,32/57,37 |
| 1,155 | 1,155 | –67,96/102,5 | –90,4/111,7 | –100,9/118,7 |
| 0,855 | 1,155 | –67,9/102,4 | –90,78/111,7 | –100,9/118,7 |
| 1,155 | 0,855 | 80,45/80,45 | 69,96/69,96 | 57,38/57,44 |

В табл. 1 постоянные времени фильтров заданы в относительных единицах, причем базовым значением является номинальное, а минимальное и максимальное значение получено с учетом возможного наименее удачного разброса сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов. Темп изменения сигнала задания был принят 44 В/с, а конечный момент времени соответствовал моменту достижения ограничения напряжения на уровне 22 В. В ходе расчета фиксировался максимум модуля ошибки выходной координаты системы в пределах временного интервала 0,7...0,9006 с, а также значение ошибки в конечный момент времени, то есть в его правой границе. Левая граница интервала была подобрана так, чтобы в течение его имел место квазиустановившийся режим работы системы.

Два значения ошибки – максимальное по модулю и конечное записаны в соответствующих полях таблицы 1, как числитель и знаменатель условной дро-

би. Как видно из таблицы, наибольшее значение ошибки не превышает 120 мВ. Поскольку оно получено при максимально возможном темпе нарастания напряжения, то при меньших значениях этой величины ошибка должна быть соответственно меньше. Из анализа табличных данных следует, что на величину отклонения напряжения преобразователя от заданного значения в гораздо большей степени влияет разброс параметров фильтров в каналах обратной связи, чем перепад напряжения аккумуляторной батареи и нагрузка преобразователя.

Результаты расчетов отклонения энергии при изменении формы напряжения задания и предельного значения потребляемой энергии были сведены в табл. 2. По данным табл. 2 видно, что наибольшее относительное отклонение энергии $\varepsilon_{\max} = 0,328\%$ имеет место при нулевом начальном значении напряжения $u_i = 0$, минимальном значении угла наклона второго участка диаграммы сигнала задания $\alpha = 22,5^\circ$, минимальном предельном значении энергии $E = 350$ Дж, когда значение постоянных времени фильтров в каналах обратной связи и напряжение аккумуляторной батареи максимальное. Таким образом, отклонение энергии является сравнительно небольшим.

Таблица 2

Результаты расчета отклонения энергии в дискретной следящей системе

| $\alpha, ^\circ$ | $u_i, \text{В}$ | $T, \text{с}$ | $E, \text{Дж}$ | $\varepsilon_1, \%$ | $\varepsilon_2, \%$ | $T, \text{с}$ | $E, \text{Дж}$ | $\varepsilon_1, \%$ | $\varepsilon_2, \%$ | $T, \text{с}$ | $E, \text{Дж}$ | $\varepsilon_1, \%$ | $\varepsilon_2, \%$ |
|------------------|-----------------|---------------|----------------|---------------------|---------------------|---------------|----------------|---------------------|---------------------|---------------|----------------|---------------------|---------------------|
| 22,5 | 0 | 20,955 | 350 | 0,246 | 0,328 | 23,4 | 438,251 | 0,206 | 0,284 | 23,4 | 438,251 | 0,206 | 0,284 |
| 45 | 0 | 13,629 | 349,996 | 0,129 | 0,155 | 16,211 | 499,997 | 0,096 | 0,118 | 18,428 | 649,993 | 0,087 | 0,104 |
| 67,5 | 0 | 8,914 | 349,995 | 0,115 | 0,071 | 10,638 | 499,996 | 0,117 | 0,08 | 12,342 | 649,999 | 0,112 | 0,083 |
| 22,5 | 7 | 10,161 | 349,998 | 0,045 | 0,071 | 13,364 | 499,995 | 0,032 | 0,063 | 16,256 | 649,999 | 0,026 | 0,059 |
| 45 | 7 | 8,404 | 349,995 | 0,052 | 0,043 | 10,724 | 499,999 | 0,05 | 0,046 | 12,768 | 649,994 | 0,053 | 0,048 |
| 67,5 | 7 | 6,522 | 349,991 | 0,093 | 0,026 | 8,226 | 499,998 | 0,102 | 0,053 | 9,931 | 649,999 | 0,102 | 0,063 |
| 22,5 | 14 | 6,296 | 349,999 | 0,063 | 0,023 | 8,514 | 499,996 | 0,064 | 0,04 | 10,621 | 649,996 | 0,063 | 0,047 |
| 45 | 14 | 5,779 | 349,996 | 0,085 | 0,022 | 7,626 | 499,997 | 0,091 | 0,042 | 9,344 | 649,997 | 0,096 | 0,056 |
| 67,5 | 14 | 5,087 | 349,992 | 0,128 | 0,037 | 6,791 | 499,997 | 0,122 | 0,056 | 8,495 | 649,998 | 0,122 | 0,071 |
| 22,5 | 21 | 4,662 | 349,996 | 0,154 | 0,052 | 6,367 | 500 | 0,138 | 0,065 | 8,071 | 649,995 | 0,135 | 0,078 |
| 45 | 21 | 4,633 | 349,995 | 0,156 | 0,052 | 6,337 | 499,999 | 0,139 | 0,065 | 8,042 | 649,994 | 0,136 | 0,078 |
| 67,5 | 21 | 4,627 | 349,997 | 0,156 | 0,052 | 6,332 | 499,999 | 0,139 | 0,065 | 8,036 | 649,994 | 0,136 | 0,078 |

Однако такие показатели соответствуют значению постоянной составляющей тока нагрузки 4 А, когда составляющие отклонения энергии, обусловленные погрешностью среднего за период коллекторных пульсаций напряжения на выходе преобразователя и протеканием переменной составляющей тока нагрузки, в значительной степени компенсируют друг друга. Составляющая отклонения энергии, возникающая вследствие погрешности среднего за период коллекторных пульсаций выходного напряжения преобразователя, практически во всех случаях по абсолютной величине оказывается меньше, чем составляющая отклонения энергии, вызванная пульсациями тока. И она имеет противоположный знак. Следует указать, что если бы следящая система работала без погрешности по напряжению, среднему за период коллекторных пульсаций, то тогда составляющая отклонения энергии, обусловленная пульсациями тока, являлась

бы по отношению к результирующему отклонению энергии определяющей величиной. Для таких идеализированных условий была составлена таблица 3, в которой относительные отклонения были пересчитаны с поправкой на составляющую отклонения энергии ΔE_4 . При этом использовалась формула (75), а амплитуда пульсаций напряжения была принята равной $U_m = 328$ мВ. Как видно по данным этой таблицы, относительные отклонения энергии по сравнению с таблицей 2 стали значительно больше, но их значения все равно не покидают рамки допустимых границ. Максимальное значение отклонения имеет место при аналогичных условиях моделирования и составляет $\varepsilon_{\max} = 1,064$ %.

Значит, работая под влиянием таких факторов, как перепад напряжения батареи, нагрузка преобразователя, дискретные свойства системы, разброс параметров фильтров и погрешность токоизмерительного канала, физическая модель должна обеспечивать высокую точность экспериментальных характеристик. В частности, отклонение фактического значения энергии от ее расчетного значения должно составлять не более 1,1 %.

Таблица 3

Результаты расчета отклонения энергии в дискретной следящей системе при условии $\Delta \bar{u}_{vc} = 0$

| $\alpha, ^\circ$ | $u_i, \text{В}$ | $T, \text{с}$ | $E, \text{Дж}$ | $\varepsilon_1, \%$ | $\varepsilon_2, \%$ | $T, \text{с}$ | $E, \text{Дж}$ | $\varepsilon_1, \%$ | $\varepsilon_2, \%$ | $T, \text{с}$ | $E, \text{Дж}$ | $\varepsilon_1, \%$ | $\varepsilon_2, \%$ |
|------------------|-----------------|---------------|----------------|---------------------|---------------------|---------------|----------------|---------------------|---------------------|---------------|----------------|---------------------|---------------------|
| 22,5 | 0 | 20,955 | 350,000 | 0,982 | 1,064 | 23,400 | 438,251 | 0,863 | 0,941 | 23,400 | 438,251 | 0,863 | 0,941 |
| 45,0 | 0 | 13,629 | 349,996 | 0,608 | 0,634 | 16,211 | 499,997 | 0,495 | 0,517 | 18,428 | 649,993 | 0,436 | 0,453 |
| 67,5 | 0 | 8,914 | 349,995 | 0,428 | 0,384 | 10,638 | 499,996 | 0,379 | 0,342 | 12,342 | 649,999 | 0,346 | 0,317 |
| 22,5 | 7 | 10,161 | 349,998 | 0,402 | 0,428 | 13,364 | 499,995 | 0,361 | 0,392 | 16,256 | 649,999 | 0,334 | 0,367 |
| 45,0 | 7 | 8,404 | 349,995 | 0,347 | 0,338 | 10,724 | 499,999 | 0,314 | 0,310 | 12,768 | 649,994 | 0,295 | 0,290 |
| 67,5 | 7 | 6,522 | 349,991 | 0,322 | 0,255 | 8,226 | 499,998 | 0,304 | 0,255 | 9,931 | 649,999 | 0,290 | 0,251 |
| 22,5 | 14 | 6,296 | 349,999 | 0,284 | 0,244 | 8,514 | 499,996 | 0,273 | 0,249 | 10,621 | 649,996 | 0,264 | 0,248 |
| 45,0 | 14 | 5,779 | 349,996 | 0,288 | 0,225 | 7,626 | 499,997 | 0,279 | 0,230 | 9,344 | 649,997 | 0,273 | 0,233 |
| 67,5 | 14 | 5,087 | 349,992 | 0,307 | 0,216 | 6,791 | 499,997 | 0,289 | 0,223 | 8,495 | 649,998 | 0,283 | 0,232 |
| 22,5 | 21 | 4,662 | 349,996 | 0,318 | 0,216 | 6,367 | 500,000 | 0,295 | 0,222 | 8,071 | 649,995 | 0,288 | 0,231 |
| 45,0 | 21 | 4,633 | 349,995 | 0,319 | 0,215 | 6,337 | 499,999 | 0,295 | 0,221 | 8,042 | 649,994 | 0,288 | 0,230 |
| 67,5 | 21 | 4,627 | 349,997 | 0,319 | 0,215 | 6,332 | 499,999 | 0,295 | 0,221 | 8,036 | 649,994 | 0,288 | 0,230 |

Удостоверившись в пригодности физической модели для проведения эксперимента, в период с мая по август 2017 года, включительно, было подготовлено и проведено комплексное экспериментальное исследование, на которое было в общей сложности затрачено более тридцати двух дней. В зависимости от исходных данных, физическая модель проработала в течение каждого из них от семи до двенадцати часов. Работа модели происходила в автоматическом режиме по алгоритму, описанному в [4], но контроль и обработка собранных данных осуществлялись вручную с периодичностью 10...30 мин на протяжении каждого цикла. Главной целью исследования было получение зависимости потребляемой электронасосом энергии от времени опорожнения камеры, когда процесс оптимизирован по критерию энергопотребления. Для оценки экономии

энергии, которая достигается за счет перехода от нерегулируемого электропривода к регулируемому, также были рассчитаны энергетические характеристики системы, соответствующие постоянному напряжению питания двигателя электронасоса. Изменяя это напряжение, удалось получить зависимость потребляемой энергии от времени, которая имеет экстремум.

5. Обсуждение результатов экспериментального исследования энергетических характеристик доковой насосной станции на физической модели

Энергетические характеристики системы при двух описанных способах управления являются основными результатами экспериментальных исследований. Они представлены на рис. 14, 15.

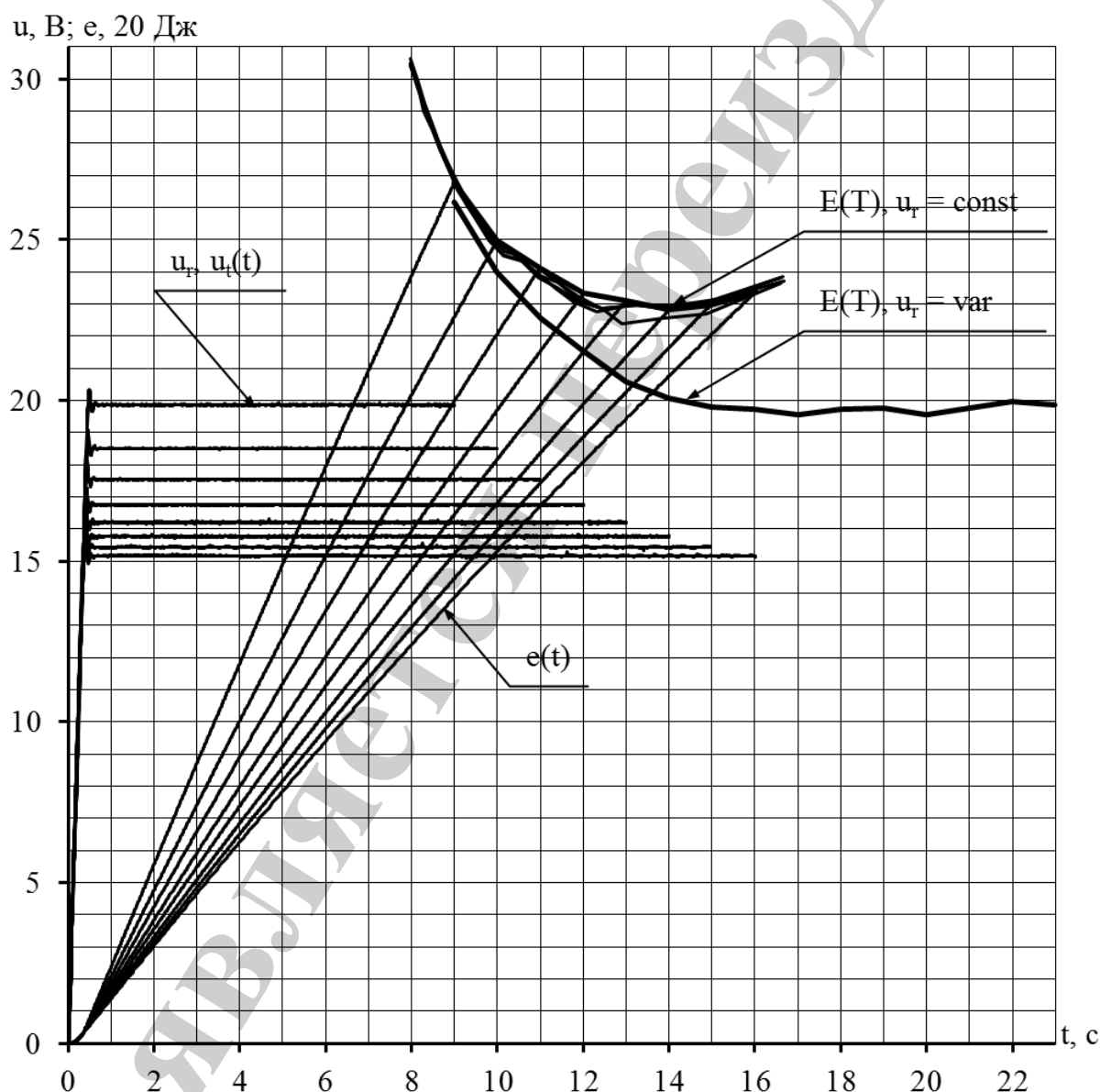


Рис. 14. Экспериментальные энергетические характеристики системы при двух способах управления и графики переходных процессов при поддержании постоянства напряжения задания

На каждом из этих рисунков приняты одинаковые обозначения величин, а именно u_r , u_t – это сигнал задания и обратной связи по напряжению на выходе широтно-импульсного преобразователя, $e(t)$ – мгновенное значение потребляемой энергии в момент времени t , $E(T)$ – значение потребляемой энергии при заданной длительности переходного процесса T .

На рис. 14 изображено семейство энергетических характеристик, соответствующих способу управления напряжением питания двигателя $u_r = \text{const}$, при котором поддерживается его постоянство с точностью до ошибки регулирования в течение всего переходного процесса.

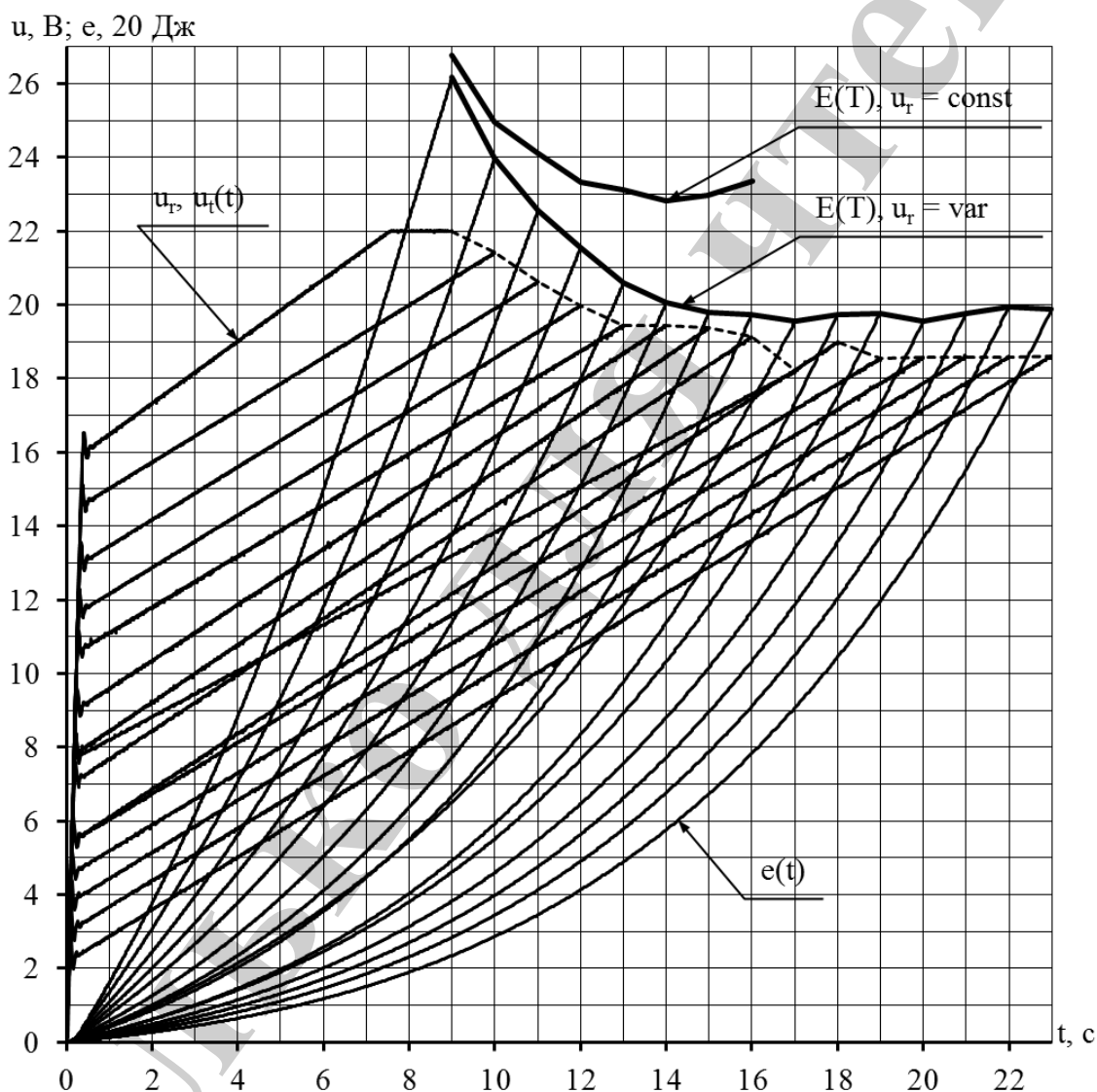


Рис. 15. Экспериментальные энергетические характеристики системы при двух способах управления и графики переходных процессов при кусочно-линейном законе управления

С целью проверки повторяемости результатов эксперимента опыт по установлению энергетической характеристики при поддержании постоянства напряжения питания двигателя был воспроизведен четыре раза с одним и тем

же набором исходных данных (значений напряжения). Таким образом, были получены четыре энергетические характеристики при условии $u_r = \text{const}$. Пятая энергетическая характеристика семейства, изображенная на рис. 14 в виде жирной линии, была сформирована в ходе оптимизации энергопотребления системы при кусочно-линейном законе управления напряжением питания двигателя электронасоса. Координаты всех точек этой характеристики были найдены в разные дни, и она характеризуется шагом по времени, который в достаточной степени близок к единичному значению. Именно для нее на том же рисунке построены графики заданного напряжения, а также напряжения обратной связи и мгновенной величины потребляемой энергии. Как видно из рисунка, конечные значения этих величин с большой точностью достигаются в желаемые моменты времени 9, 10, ..., 16 с. Сигналы напряжения задания и обратной связи, соответствующие каждому значению длительности переходного процесса, практически совпадают в выбранном масштабе величин в квазиустановившемся режиме. В момент ограничения сигнала задания возникает быстро затухающий колебательный процесс, близкий к тому, который показан на рис. 12, 13. Три энергетические характеристики семейства, которые были построены по результатам единственного опыта, проходят достаточно близко и характеризуются небольшим отклонением ординат точки минимума. У двух из них абсциссы точек минимума близки к значению 14 с, а у третьей к значению 12,3 с. Четвертая характеристика, аналогичная трем указанным, проходит несколько ниже, а ее точка минимума соответствует длительности переходного процесса примерно 12,9 с. Пятая энергетическая характеристика, которая начерчена жирной линией, напротив, располагается несколько выше, чем остальные, но абсцисса ее точки минимума тоже близка к значению 14 с. Очевидно, минимальные значения потребляемой энергии у четырех из пяти энергетических характеристик отличаются незначительно, достигая значения более 450 Дж. Анализируя разброс времени в пределах 12...14 с, при котором достигается минимальное энергопотребление, следует учитывать пологий характер кривых в окрестности точки минимума. С этой точки зрения можно считать, что время переходного процесса, оптимального по энергопотреблению, близко к 12 с.

Вторая энергетическая характеристика, изображенная на рис. 14, 15 в виде жирной линии, получена в результате оптимизации системы по критерию энергопотребления, когда напряжение питания двигателя электронасоса изменяется по кусочно-линейному закону. Данная энергетическая характеристика построена в диапазоне изменения длительности переходного процесса 9...23 с. Нижняя граница этого диапазона обусловлена малым расхождением энергетических характеристик $E(T)$ при $u_r = \text{const}$ и $u_r = \text{var}$, когда $T < 9$ с. Указанное расхождение энергии становится соизмеримо с разбросом значений потребляемой энергии, характеризующим результаты всей совокупности тестовых рабочих циклов, в связи, с чем оценка экономического эффекта при меньшей длительности переходного процесса становится нецелесообразной [4].

Рассматриваемая характеристика является существенно нелинейной. На интервале времени 9...15 с наблюдается достаточно стремительное снижение

величины потребляемой энергии. При больших значениях длительности переходного процесса величина энергии изменяется в значительно меньшей степени, то есть затягивание времени переходного процесса уже не способствует повышению экономии энергии. Таким образом, при переходе от способа управления $u_r = \text{const}$ к способу управления $u_r = \text{var}$ наибольший экономический эффект по снижению энергопотребления системы может быть достигнут путем затягивания времени переходного процесса примерно на 25 %. Дальнейшее увеличение длительности процесса с точки зрения экономии потребляемой энергии следует считать нерациональным.

На рис. 15, в отличие от рис. 14, изображены энергетические характеристики и графики переходных процессов, построенные только на основании результатов оптимизации энергопотребления системы при кусочно-линейном способе управления напряжением питания двигателя электронасоса. На этом рисунке тоже видно, как напряжение задания и обратной связи, а также мгновенная величина потребляемой энергии, достигают с большой точностью своих конечных значений в желаемые моменты времени 9, 10, ..., 23 с. В выбранном масштабе напряжение задания практически совпадает с напряжением обратной связи, за исключением небольшого промежутка времени, отсчитываемого от точки излома диаграммы сигнала задания. В пределах этого промежутка времени развивается колебательный переходный процесс по напряжению обратной связи, характеризующийся показателями качества близкими к аналогичным показателям переходных процессов, графики которых иллюстрируют рис. 12–14.

Обращает на себя внимание тот факт, что ограничение напряжения питания двигателя электронасоса на предельно допустимом уровне 22 В достигается только при заданной длительности переходного процесса 9 с. При других значениях длительности переходного процесса конечное значение напряжения снижается, а начиная с заданного значения времени 19 с остается практически неизменным. Начальное напряжение второго участка диаграммы сигнала задания также снижается при увеличении времени переходного процесса, но в значительно большей степени.

Кроме графиков переходных процессов, изображенных на рис. 14, 15, по экспериментальным данным были также построены временные диаграммы для величин тока и потребляемой мощности, усредненных в пределах периода коллекторных пульсаций тока якоря двигателя. Не приводя эти диаграммы, можно отметить, что в результате их анализа стало ясно: ток и мощность, как функции времени, при поддержании постоянства напряжения питания двигателя электронасоса с его течением убывают, а в случае кусочно-линейного закона управления напряжением, наоборот, возрастают. Максимальные значения тока и мощности, которые достигаются в течение всего переходного процесса, оказываются больше при кусочно-линейном способе управления напряжением при любой заданной длительности переходного процесса. При уменьшении времени переходного процесса пиковые значения тока и мощности возрастают, как при первом, так и при втором способе управления, но относительное отклонение этих величин, обусловленное переходом от одного способа управления к другому, падает. Так, при заданной длительности переходного процесса 9, 12 и

15 с, когда поддерживается постоянное напряжение питания двигателя, максимальная потребляемая мощность составляет порядка 66,1 , 44,6 и 36,8 Вт, а ток 3,33, 2,67 и 2,39 А. При той же длительности переходного процесса, но кусочно-линейном законе управления напряжением питания двигателя электронасоса, максимальная потребляемая мощность оказывается равна 77,5, 58,4 и 53,5 Вт, а ток 3,52, 2,92 и 2,76 А, что, соответственно, на 17,2, 30,8, 45,3 и 5,8, 9,7, 15,7 % больше, чем в первом случае.

Результаты экспериментальных исследований также нашли свое отражение в табл. 4, 5.

Таблица 4

Результаты оптимизации энергопотребления системы при способе управления $u_r = \text{var}$ и различных значениях длительности переходного процесса

| N | T_{set} , с | T_{1min} , с | δT_{1max} , % | E_{1min} , Дж | δE_{1max} , % | k_{error} | $\max \delta T $, % | $a_{optimal}$, В/с | $U_{ioptimal}$, В | $E_{optimal}$, Дж |
|-----------------|------------------|-------------------|--------------------------|--------------------|--------------------------|-------------|-------------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 1 | 9 | 7,918 | 0,215 | 606,369 | 0,597 | 0 | 0,056 | 0,8421 | 15,646 | 523,486 |
| 2 | 10 | 7,914 | 0,278 | 606,852 | 0,837 | 1 | 0,120 | 0,7105 | 14,310 | 479,889 |
| 3 | 11 | 7,919 | 0,354 | 609,611 | 0,651 | 1 | 0,100 | 0,7158 | 12,743 | 450,907 |
| 4 | 12 | 7,915 | 0,328 | 606,870 | 0,991 | 2 | 0,125 | 0,7105 | 11,453 | 430,822 |
| 5 | 13 | 7,918 | 0,341 | 605,560 | 1,165 | 1 | 0,162 | 0,6947 | 10,409 | 411,721 |
| 6 | 14 | 7,909 | 0,278 | 606,739 | 0,580 | 0 | 0,036 | 0,7579 | 8,835 | 401,415 |
| 7 | 15 | 7,916 | 0,278 | 606,105 | 0,700 | 4 | 0,200 | 0,7816 | 7,655 | 395,864 |
| 8 | 16 | 7,916 | 0,366 | 605,732 | 1,147 | 4 | 0,181 | 0,7632 | 6,918 | 394,893 |
| 9 | 17 | 7,937 | 0,378 | 608,146 | 0,637 | 5 | 0,176 | 0,6253 | 7,572 | 391,225 |
| 10 | 18 | 7,949 | 0,302 | 608,768 | 0,669 | 4 | 0,222 | 0,7579 | 5,342 | 394,856 |
| 11 | 19 | 7,955 | 0,453 | 608,405 | 0,864 | 5 | 0,205 | 0,6947 | 5,346 | 395,520 |
| 12 | 20 | 7,980 | 0,476 | 606,381 | 0,704 | 2 | 0,060 | 0,7047 | 4,482 | 391,289 |
| 13 | 21 | 7,968 | 0,339 | 607,820 | 0,615 | 6 | 0,257 | 0,7074 | 3,731 | 395,223 |
| 14 | 22 | 7,960 | 0,377 | 606,871 | 0,957 | 6 | 0,095 | 0,7105 | 2,959 | 399,000 |
| 15 | 23 | 7,959 | 0,477 | 608,063 | 0,868 | 7 | 0,074 | 0,7158 | 2,156 | 397,419 |
| Min. val. | 9 | 7,909 | 0,519 | 605,560 | 0,672 | 0 | 0,036 | 0,6253 | 2,156 | 391,225 |
| Result value | 17 | 7,950 | 2,023 | 609,656 | 1,417 | 5 | 0,176 | 0,6253 | 7,572 | 391,225 |
| Max. val. | 23 | 8,069 | 1,494 | 614,1384 | 0,735 | 7 | 0,257 | 0,8421 | 15,646 | 523,486 |

Таблица 5

К определению усредненного значения экономии энергии при оптимизации энергопотребления системы

| N_{exp} | $u_r = \text{const}$ | | | | | $u_r = \text{var}$ | | | | | | $\varepsilon, \%$ |
|-----------|----------------------|------------------|-------------------------|-------------------------|----------------------|--------------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------------|---------------------|----------------------|-------------------|
| | $T_1, \text{с}$ | $E_1, \text{Дж}$ | $U_{optimal}, \text{В}$ | $T_{optimal}, \text{с}$ | $E_{min}, \text{Дж}$ | $T_1, \frac{\min}{\max}$ | $E_1, \frac{\min}{\max}$ | $a_{optimal}, \text{В/с}$ | $U_{ioptimal}, \text{В}$ | $T_{exp}, \text{с}$ | $E_{min}, \text{Дж}$ | |
| 1 | 7,981 | 612,488 | 15,737 | 14,050 | 456,593 | $\frac{7,930}{7,967}$ | $\frac{608,146}{612,019}$ | 0,6253 | 7,572 | 17,011 | 391,225 | |
| 2 | 7,978 | 607,834 | 16,105 | 12,897 | 447,533 | $\frac{7,996}{8,051}$ | $\frac{609,364}{616,907}$ | 0,7000 | 6,838 | 17,003 | 395,476 | |
| 3 | 7,971 | 609,306 | 15,737 | 14,028 | 457,428 | $\frac{7,931}{7,966}$ | $\frac{608,662}{613,954}$ | 0,7000 | 6,759 | 17,002 | 392,259 | |
| 4 | 7,974 | 610,210 | 16,474 | 12,309 | 455,452 | $\frac{7,935}{7,982}$ | $\frac{607,066}{616,572}$ | 0,6842 | 6,980 | 17,003 | 396,047 | |
| Avg. Val. | 7,976 | 609,960 | 16,013 | 13,321 | 454,252 | $\frac{7,948}{7,992}$ | $\frac{608,309}{614,863}$ | 0,6774 | 7,037 | 17,005 | 393,752 | 13,319 |

В табл. 4 N – это номер точки, T_{set} – заданное время работы системы; T_{1min} – минимальное время тестового рабочего цикла, в течение которого поддерживается максимальное напряжение питания электродвигателя; δT_{1max} – относительное отклонение максимальной длительности тестового рабочего цикла по отношению к значению T_{1min} ; E_{1min} – минимальное значение энергии, потребляемой электродвигателем насоса на протяжении тестового рабочего цикла; δE_{1max} – относительное отклонение максимального значения энергии, потребляемой на протяжении тестового рабочего цикла, вычисленное по отношению к значению E_{1min} ; k_{error} – количество значений наклона второго участка диаграммы сигнала задания, при которых не удалось достичь заданной точности времени переходного процесса; $\max|\delta T|$ – наибольшее относительное отклонение времени процесса, которое было получено при некотором значении наклона второго участка диаграммы сигнала задания; $a_{optimal}$, $U_{ioptimal}$, $E_{optimal}$ – оптимальные значения наклона и начального напряжения второго участка диаграммы сигнала задания и потребляемой энергии. В последних трех строках таблицы указаны минимальное, оптимальное (при $N = 9$) и максимальное значение величины, которая записана в соответствующей колонке, за исключением третьей – шестой колонки. Так, под результирующим значением времени T_1 тестового рабочего цикла понимается среднее арифметическое всех значений времени, получаемых перебором заданных значений длительности процесса T_{set} и величины наклона a при оптимизации этого процесса. Аналогичным образом вычислено результирующее значение E_1 энергии, потребляемой в течение те-

стового рабочего цикла. Относительные отклонения времени $\delta T_{1\max}$ и энергии $\delta E_{1\max}$ тестового рабочего цикла в строке результирующих значений определены между максимальным и минимальным абсолютным значением, взятым из соседней колонки слева, по отношению к минимальному значению

$$\text{Result value}(\delta T_1) = 100(T_{1\max} - T_{1\min}) / T_{1\min}, \quad (89)$$

$$\text{Result value}(\delta E_1) = 100(E_{1\max} - E_{1\min}) / E_{1\min}. \quad (90)$$

Максимальное и минимальное значение относительного отклонения тех же величин подсчитаны по модулю между их абсолютным максимальным и минимальным значением и средним, по отношению к этому среднему значению

$$\text{Min}(Max).val.(\delta T_1) = 100|\bar{T}_1 - T_{1\min(max)}| / \bar{T}_1, \quad (91)$$

$$\text{Min}(Max).val.(\delta E_1) = 100|\bar{E}_1 - E_{1\min(max)}| / \bar{E}_1. \quad (92)$$

Как видно по данным табл. 4, относительное отклонение времени тестового рабочего цикла при любом из заданных значений времени переходного процесса не превышает 0,5 %, относительное отклонение энергии не превосходит значение 1,5 %. Но если анализировать всю область экспериментальных данных, то отклонение по времени оказывается заметно больше и составляет уже чуть более 2 %. Количество тех значений наклона при заданном времени переходного процесса, при которых не удалось достичь заданной точности по времени, в наихудшем случае составило 7, но при этом относительное отклонение времени, которое достигается к моменту завершения каждого итерационного процесса, все равно является достаточно малым и не превышает значение 0,3 %. Обращает на себя внимание тот факт, что наклон второго участка диаграммы сигнала задания при различных заданных значениях времени переходного процесса изменяется в значительно меньшей степени, чем начальное напряжение второго участка диаграммы сигнала задания.

Для того чтобы оценить экономию энергии, получаемую при оптимизации энергопотребления системы с нерегулируемым и регулируемым электроприводом, обратимся к табл. 5. В этой таблице приведены данные четырех опытов по определению энергетических характеристик, когда $u_r = \text{const}$, изображенных на рис. 14 тонкой линией и, когда $u_r = \text{var}$, а заданная длительность переходного процесса составляет 17 с. Приняты следующие обозначения: N_{exp} – это номер опыта, T_{exp} – фактическое время переходного процесса. Время T_1 и потребляемая энергия E_1 при выполнении тестового рабочего цикла для случая кусочно-линейного закона управления напряжением характеризуется минимальным и

максимальным значениями, которые записаны, как числитель и знаменатель условной дроби, в соответствующие поля таблицы. Последняя строка таблицы 5 содержит средние значения всех приведенных в ней величин, за исключением относительного показателя экономии ε , определенного по средним значениям энергии, каждое из которых соответствует одному из рассматриваемых способов управления. Как следует из таблицы 5, экономия энергии при кусочно-линейном законе управления напряжением питания двигателя по сравнению с вариантом поддержания его неизменной величины составляет в среднем более 13 %, что значительно больше, чем отклонение энергии, вызванное приближенным подсчетом энергии и случайными факторами, такими как трение в сальниковом уплотнении насоса, а также подшипниках и щеточно-коллекторном узле двигателя.

6. Выводы

1. В дискретной следящей системе управления напряжением на выходе широтно-импульсного преобразователя физической модели насосной станции сухого дока регулятор напряжения в общем случае может быть пропорциональный, интегральный, пропорционально-интегральный или иметь иную более сложную структуру. При наличии пропорционального регулятора напряжение на выходе соответствующей непрерывной системы будет характеризоваться статической ошибкой по заданию и возмущению. Желая избавиться от статической ошибки, следует использовать И- или ПИ-регулятор. Однако при линейном сигнале задания в системе с такими регуляторами возникает скоростная ошибка. Устранить или снизить скоростную ошибку можно за счет установки фильтра в канале обратной связи. Приемлемое качество переходных процессов можно получить в системе с регуляторами обоих типов лишь тогда, когда нет входного фильтра преобразователя в ее прямом тракте. В противном случае применение интегрального регулятора себя не оправдывает.

При наличии ПИ-регулятора напряжения в зависимости от соотношения постоянных времени фильтров на входе преобразователя и в канале обратной связи на выходе непрерывной системы может развиваться колебательный либо апериодический переходный процесс. В работе имеются формулы, позволяющие определить предельные значения максимума модуля ошибки выходной координаты в переходном процессе по известным значениям темпа нарастания линейного сигнала задания и постоянной времени фильтра преобразователя.

В том случае, когда период квантования контроллера больше, чем период коммутации преобразователя, дискретная следящая система без фильтра в канале обратной связи оказывается неработоспособной.

Для того чтобы определить, каким должно быть значение постоянной времени фильтра в канале обратной связи, целесообразно руководствоваться следующими соображениями: в дискретной следящей системе с ростом постоянной времени фильтра в канале обратной связи увеличивается параметрическая ошибка и максимум модуля ошибки выходной координаты, а также время переходного процесса; вследствие уменьшения постоянной времени фильтра в

канале обратной связи увеличивается колебательность и модуль ошибки выходной координаты в квазиустановившемся режиме.

Если постоянная времени фильтра в канале обратной связи задана, то параметры ПИ-регулятора напряжения следящей системы могут быть рассчитаны с некоторыми допущениями по приведенным в работе формулам.

2. В результате анализа отклонения напряжения на выходе дискретной следящей системы от заданной формы вследствие разброса параметров фильтров в каналах обратной связи, нагрузки преобразователя и перепада напряжения аккумуляторной батареи было установлено, что наибольшее значение модуля ошибки в квазиустановившемся режиме не превышает 120 мВ. Оно соответствует максимально возможному темпу нарастания напряжения – при меньших значениях этой величины ошибка должна быть соответственно меньше. Судя по расчетным данным, на величину отклонения напряжения преобразователя от заданного значения в значительно большей степени влияет разброс параметров фильтров в каналах обратной связи, чем перепад напряжения аккумуляторной батареи и нагрузка преобразователя.

3. Анализируя отклонение между точным и приближенным значением энергии, удалось установить, что оно обусловлено главным образом двумя факторами – протеканием переменной составляющей тока нагрузки преобразователя вследствие явления коммутации коллекторных пластин якоря двигателя и ошибкой регулирования выходного напряжения, усредненного в пределах периода коллекторных пульсаций якорного тока. Как показывают расчеты, произведенные на математической модели, в той или иной степени имеет место взаимная компенсация действия этих факторов.

Анализ влияния формы заданного напряжения и предельного значения энергии на отклонение энергии, возникающее во время работы дискретной следящей системы, показал, что максимум модуля отклонения достигается при соблюдении пяти условий. Начальное значение напряжения и угла наклона второго участка диаграммы сигнала задания, а также предельное значение энергии должны быть минимальными. Величины постоянных времени фильтров в каналах обратной связи и напряжения аккумуляторной батареи, напротив, должны иметь максимальное значение. С учетом погрешности напряжения, среднего за период коллекторных пульсаций, относительное отклонение энергии составило $\varepsilon_{\max} = 0,328 \%$, а без учета $\varepsilon_{\max} = 1,064 \%$.

4. Таким образом, результаты анализа отклонений напряжения и энергии, характеризующие работу дискретной следящей системы и полученные расчетным путем на математической модели, свидетельствуют о достаточно высокой точности физической модели насосной станции сухого дока.

5. Основными результатами экспериментальных исследований являются энергетические характеристики системы при двух способах управления, когда напряжение питания двигателя электронасоса поддерживается на постоянном уровне и когда оно изменяется по кусочно-линейному закону. Энергетические характеристики устанавливают соответствие между минимальным значением потребляемой энергии и длительностью переходного процесса. На основании анализа энергетических характеристик, полученных с помощью физической

модели, удалось установить, что минимальное энергопотребление достигается при кусочно-линейном законе управления напряжением питания двигателя электронасоса. Экономия энергии в среднем составляет более 13 %, но для этого требуется затянуть переходный процесс по времени не менее чем на 25 %. Характерно, что при сравнительно малых временах переходного процесса энергопотребление для обоих вариантов управления заметно возрастает и становится весьма близко по своему значению, тогда как при относительно больших временах переходного процесса в случае кусочно-линейного закона управления напряжением энергопотребление практически остается неизменным, а при поддержании постоянства напряжения продолжает расти.

Литература

1. Герасимяк Р. П. Оптимальные системы управления электроприводов для студентов специальности 7.092203: учеб. пос. Одесса: ОГПУ, 1998. 72 с.
2. Христо П. Е. Энергосберегающее управление главными насосами сухого дока // Электротехнические и компьютерные системы. 2015. № 19 (95). С. 154–159.
3. Христо П. Е. Энергосберегающий электропривод главных насосов сухого дока на базе дифференциального каскада // Электротехнические и компьютерные системы. 2016. № 22 (98). С. 200–210.
4. Христо П. Е. Исследование энергетической эффективности регулируемого электропривода главных насосов сухого дока на физической модели // Електротехнічні та комп'ютерні системи. 2017. № 25 (101). С. 177–192.
5. Guerreiro M. G., Foito D., Cordeiro A. A Sensorless PMDC Motor Speed Controller with a Logical Overcurrent Protection // Journal of Power Electronic. 2013. Vol. 13, Issue 3. P. 381–389. doi: <https://doi.org/10.6113/jpe.2013.13.3.381>
6. Wang X., Fu T., Wang X. Position Sensorless Control of BLDC Motors Based on Global Fast Terminal Sliding Mode Observer // Journal of Power Electronics. 2015. Vol. 15, Issue 6. P. 1559–1566. doi: <https://doi.org/10.6113/jpe.2015.15.6.1559>
7. Analysis and Design of a Separate Sampling Adaptive PID Algorithm for Digital DC-DC Converters / Chang C., Zhao X., Xu C., Li Y., Wu C. // Journal of Power Electronics. 2016. Vol. 16, Issue 6. P. 2212–2220. doi: <https://doi.org/10.6113/jpe.2016.16.6.2212>
8. An Analysis of the Limit Cycle Oscillation in Digital PID Controlled DC-DC Converters / Chang C., Hong C., Zhao X., Wu C. // Journal of Power Electronics. 2017. Vol. 17, Issue 3. P. 686–694. doi: <https://doi.org/10.6113/jpe.2017.17.3.686>
9. ACS712 Datasheet. URL: <https://www.allegromicro.com/>
10. Speed Controller SPD-24250A Installation and Wiring. URL: <https://www.electricscooterparts.com/hookup/SPD-24250A.htm>
11. ADR4520/ADR4525/ADR4530/ADR4533/ADR4540/ADR4550 Data Sheet. URL: <http://www.analog.com>
12. AIMTEC. AM1S-N Series 1watt dc-dc converters. URL: http://grandelectronic.com/pdf/aimtec/am1s_n.pdf

13. Герасимyak P. П. Теория автоматического управления: нелинейные и дискретные системы. Харьков, 2010. 101 с.
14. INA12x Precision, Low Power Instrumentation Amplifiers. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf>
15. STB75NF75 – STP75NF75 – STP75NF75FP // STMicroelectronics group of companies. 2007. 16 p. URL: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stb75nf75.pdf>
16. STPS2045CT/CF/CG POWER SCHOTTKY RECTIFIER // Ed: 3B STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES. 1999. 7 p. URL: https://www.st.com/content/st_com/en.html
17. Multilayer ceramic capacitors. URL: https://www.rcscomponents.kiev.ua/datasheets/multilayer_ceramic_capacitorsepoxy.pdf
18. Герасимyak P. П. Повышение качества систем автоматического управления: учеб. пос. К.: УМК ВО, 1992. 100 с.
19. Ключев В. И. Теория электропривода: учеб. 2-е изд. перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.